Ф. М. ЯБЛОНСКИЙ
Ю. В. ТРОИЦКИЙ

Средства отображения информации

учебник для вузов

Ф. М. ЯБЛОНСКИЙ
Ю. В. ТРОИЦКИЙ

Средства отображения информации

Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника для студентов
вузов, обучающихся по специальности
«Промышленная электроника»

ББК 32.81
Я 14
УДК 621.391

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. Б. Я. Советов, Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина); кафедра промышленной электроники Киевского политехнического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. В. С. Руденко)

Яблонский Ф. М., Троицкий Ю. В.

Я14 Средства отображения информации: Учеб. для вузов спец. «Промышленная электроника».—М.: Высш. шк., 1985. — 200 с., ил.

В пер.: 80 к.

В книге рассматриваются вопросы проектирования и разработки современных средств отображения информации, описываются особенности построения цифровых узлов аппаратуры, принципы действия и характеристики индикаторов, построения буквенно-цифровых и графических дисплеев, методика расчета узлов средств отображения информации, а также принципы построения микропроцессорных систем отображения информации.

Я $\frac{2405000000\text{-}441}{001(01)\text{—}85}$ 139—85

ББК 32.81
6Ф0.1

ЛИА
Стул. отд.

ФЕЛИКС МАКСИМОВИЧ ЯБЛОНСКИЙ
ЮРИЙ ВАЛЕНТИНОВИЧ ТРОИЦКИЙ

Средства отображения информации

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор Е. А. Орехова. Младший редактор И. А. Исаева. Художник А. И. Шавард. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор З. В. Нуждина. Корректор Г. И. Кострикова

ИБ № 4905

Изд. № ЭР-378. Сдано в набор 19.02.85. Подп. в печать 26.09.85. Т—19910
Формат 60×90¹/₁₆. Бум. тип. 2. Гарнитура литературная. Печать высокая
Объем 12,5 усл. печ. л. 12,5 усл. кр.-отт. 14,30 уч.-изд. л.
Тираж 22 000 экз. Зак. № 514 Цена 80 коп.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14. Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография имени А. А. Жданова» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валовая, 28

© Издательство «Высшая школа», 1985

Предисловие

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года поставлены задачи дальнейшего повышения эффективности производства путем широкого внедрения автоматизированных систем управления, систем автоматического проектирования и изготовления, а также микропроцессорных средств и микро-ЭВМ. В связи с этим возрастает роль средств отображения информации (СОИ) как связующего звена в системе человек—электронная вычислительная машина.

Средства отображения информации являются одной из наиболее быстро развивающихся отраслей современной электроники, для которой характерно широкое использование больших интегральных схем и новых типов электронных индикаторов, основанных на различных физических принципах. В разработках этих средств используется микропроцессорная техника.

Настоящая книга состоит из шести глав. Гл. 1 посвящена принципам формирования и воспроизведения информационных моделей, структуре и основным параметрам средств отображения информации. В гл. 2 кратко рассмотрены основные способы построения СОИ с электронно-лучевыми индикаторами. В гл. 3 описываются особенности знакогенераторов, буферных запоминающих устройств, устройств адресации и синхронизации СОИ с ЭЛТ. Гл. 4 посвящена принципам действия и основным характеристикам дискретных электронных индикаторов и матричных индикаторных панелей. В гл. 5 рассматриваются системы отображения информации на основе дискретных индикаторов, используемые как для воспроизведения буквенно-цифровой информации, так и для отображения графической информации. Гл. 6 знакомит читателя с построением микропроцессорных средств отображения информации. Основное внимание в книге уделяется электронным индикаторам и технической реализации средств отображения информации на их основе. Изложение иллюстрируется примерами расчета модулей системы.

Гл. 1, 2, 3 и § 6.2 написаны Ю. В. Троицким, гл. 4 и 5 и § 6.1, 6.3 — Ф. М Яблонским.

Авторы выражают признательность рецензентам — д-ру техн. наук, проф. Б. Я. Советову и коллективу кафедры «Промышленная электроника» Киевского политехнического института (зав. кафедрой — д-р техн. наук, проф. В. П. Руденко), а также канд. техн. наук И. Н. Майдельману и канд. техн. наук Д. И. Вигдорову за ценные советы и рекомендации.

Пожелания и замечания по книге просим направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

Авторы

Большую роль в развитии СОИ и создании электронных индикаторов сыграли русские и советские ученые. В 1907 г. Б. Розинг разработал телевизионную систему на базе приемной ЭЛТ. В 1922 г. советский ученый О. В. Лосев создал первые полупроводниковые светоизлучающие приборы. Много сделали в области СОИ и электронных индикаторов советские ученые Д. И. Агейкин, Б. И. Горфинкель, В. П. Деркач, И. И. Литвак, И. Я. Лямичев, А. М. Смоляров, И. Е. Соловейчик, А. Б. Покрывайло и др. Основы инженерно-психологического проектирования СОИ заложили в своих работах советские ученые В. Ф. Венда, В. П. Зинченко, А. Н. Леонтьев, Б. Ф. Ломов.

Бо́льшую часть информации (около 80%) человек получает по зрительному каналу. Если информация создается или передается электронными средствами, она воспроизводится с помощью средств отображения информации, которые являются электронным переводчиком, позволяющим воспринять закодированную электрическими сигналами информацию.

К средствам отображения информации относятся устройства коллективного пользования (стадионные, вокзальные и другие информационные табло), дисплейные терминалы для связи с ЭВМ, индикаторы, встроенные в различные измерительные или бытовые электронные приборы. Соответственно различаются и предъявляемые к этим средствам психофизиологические, энергетические, стоимостные, габаритные и другие требования, которые должен учитывать разработчик.

Основным узлом СОИ является индикатор, преобразующий электрические сигналы в видимое изображение. До сих пор основным типом индикатора, используемым в СОИ, остается электронно-лучевая трубка (ЭЛТ), которой присущи все типичные недостатки электровакуумных приборов: большое потребление мощности, высокие питающие напряжения, большие масса и габаритные размеры. На смену ЭЛТ, особенно в применениях, связанных с ЭВМ, пришли матричные индикаторные панели самых различных типов — газоразрядные, электролюминесцентные, жидкокристаллические. В отличие от ЭЛТ управление ими построено на цифровых принципах, что соответствует современным тенденциям развития электроники.

Другим важным компонентом СОИ являются интегральные микросхемы (ИМС). Современные СОИ почти целиком строятся на базе ИМС со средней и высокой степенью интеграции, все шире в них используются микропроцессорные средства и микро-ЭВМ.

Развитие средств отображения информации происходит в направлении использования в них как усовершенствованных типов электронно-лучевых индикаторов, так и плоских матричных индикаторов, которые перспективны для высококачественного отображения информации.

Проектирование средств отображения информации включает в себя создание информационной модели с учетом представляемой информации и свойств человека-оператора, выбор типа индикатора, разработку на этой основе структурной схемы СОИ, разработку модулей системы и т. д.

Для правильного проектирования средств отображения информации необходимо учитывать структуру и технические характеристики индикаторов, особенности построения модулей системы на основе современных интегральных микросхем, т. е. проектирование средств отображения информации требует комплексного подхода со стороны специалистов.

Задачей курса «Средства отображения информации» является ознакомление студентов с принципами построения аппаратуры, физическими особенностями различных типов электронных индикаторов и т. д.

Рассмотрение этих вопросов позволит показать взаимодействие средств промышленной электроники в едином комплексе аппаратных и программных средств. Приобретенные таким образом навыки могут быть использованы при проектировании электронных устройств самого различного назначения с широким применением интегральных схем.

ГЛАВА 1

Основные принципы формирования и восприятия информационных моделей

§ 1.1. Информационная модель и формирование ее элементов

В любых средствах отображения информация представляется информационной моделью (ИМ) — организованным в соответствии с определенной системой правил отображением состояний объекта управления, внешней среды и способов воздействия на них. Представление физического состояния одной системы физическим состоянием другой называется кодированием. В ИМ в закодированной форме представляется сущность реальных процессов, явлений, объектов. Так как информационная модель отражает только наиболее существенные для данной цели управления параметры объекта, то один и тот же объект можно представить различными моделями: для авиапассажира существенными являются пункт назначения, номер рейса, время отправления и прибытия, тип самолета (все эти параметры могут быть представлены на информационно-справочном табло аэровокзала информационной моделью в виде буквенно-цифрового текста); для пилотов сущность полета должна отражаться совокупностью показаний приборов, характеризующих работу схем систем самолета и его положение в пространстве (эти показания представляют в форме, обеспечивающей оптимальное восприятие большого объема информации и переработку ее в короткое время); для диспетчера, управляющего взлетом и посадкой, существенным является пространственное положение самолета в зоне аэродрома, его скорость, высота, направление движения (на ситуационном экране диспетчерского пункта все самолеты в зоне аэродрома изображаются движущимися точками или условными знаками, рядом с которыми в цифровой форме указываются требуемые параметры).

Кодирование информации в ИМ осуществляется с помощью элементов информационной модели (ЭИМ), в качестве которых используются буквы, условные знаки (символы), геометрические фигуры, линии, точки и т. д. Набор используемых элементов ИМ составляет алфавит информационной модели. Число элементов, образующих алфавит, называют основанием кода алфавита N_a. В состав алфавита могут включаться и такие признаки ЭИМ, как цвет, градации яркости, размер, ориентация и др.

Часть пространства, в пределах которого происходит формирование информационной модели, называется информационным полем (ИП).

Отношение ширины информационного поля B к его высоте H называется форматом информационного поля $k_ф$:

$$k_\Phi = B/H. \qquad (1.1)$$

По используемому алфавиту выделяют следующие основные типы информационных моделей: буквенно-цифровые, графические, полутоновые, комбинированные.

В буквенно-цифровых моделях в качестве ЭИМ используются буквы, цифры, условные знаки (символы), а свойства отображаемого объекта или процесса представляются в виде буквенного текста, цифровой комбинации, формул, таблиц. При построении буквенно-цифровой ИМ все информационное поле разбивается на отдельные знакоместа.

Часть информационного поля, необходимая и достаточная для изображения одного знака в виде буквы, цифры, символа, называется знакоместом. Для отображения буквенно-цифровой информации рекомендуется выдерживать следующие соотношения между шириной знакоместа $b_з$, его высотой $h_з$, промежутком между знаками в строке $b_п$ и промежутками между текстовыми строками $h_п$ (рис. 1.1):

$$b_з = (2/3 \div 4/5)h_з; \quad b_п = (0{,}3 \div 0{,}6)\,b_з. \qquad (1.2)$$

Множество элементов информационной модели образуется из множества элементов отображения

Простейший элемент информационной модели, который может быть реализован выбранным типом индикатора, называется элементом отображения (ЭО). ЭО характеризуется формой, геометрическими размерами, яркостью, временем послесвечения, цветом и т. д. Элементами отображения могут быть: контуры знаков, выполненные конструктивно как простейшие элементы (например, цифры, нанесенные на поверхность барабана счетчика электрической энергии, или буквы газосветной рекламы); сегменты—протяженные конструкции, площадь которых ограничена прямыми линиями или кривыми второго порядка (например, сегменты цифр электронных наручных часов); точечные элементы (например, точечный элемент информационно-справочных табло аэровокзалов).

В соответствии с используемыми элементами отображения все способы формирования знаков можно разделить на две основные группы: 1) знакомоделирующий способ характеризуется целостным представлением знака, при этом форма элемента отображения совпадает с контуром знака, например цифры 2 в знакоместе № 2 (рис. 1.1); 2) знакосинтезирующий способ характеризуется тем,

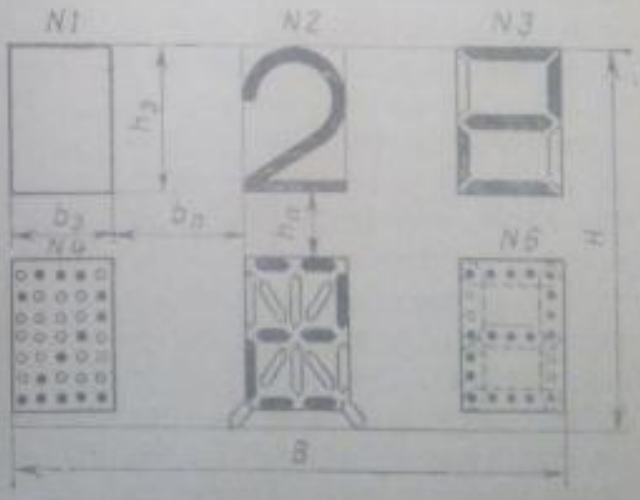


Рис. 1.1. Информационное поле со знаками, сформированными из различных типов элементов отображения

что знаки формируются из более простых элементов отображения. В знакоместе № 3 показан синтез цифры 2 из сегментов. Набор сегментов в знакоместе составляет некоторую обобщенную фигуру—полиграмму. Из 7-сегментной полиграммы, представленной на рис. 1.1, можно синтезировать все арабские цифры и некоторые буквы (H, P, E и др.). Расширение алфавита достигается за счет увеличения числа сегментов в полиграмме. В знакоместе № 5 показана 18-сегментная полиграмма, позволяющая синтезировать буквы русского и латинского алфавитов.

В знакоместе № 4 показан синтез той же цифры 2 из точечных ЭО. К точечным элементам отображения относят такие ЭО, размеры которых намного меньше размеров синтезируемых знаков ($h_э \ll h_з$; $b_э \ll b_з$). В пределах знакоместа точечные ЭО образуют матрицу знака. Число элементов отображения в матрице знаков выбирают, исходя из требования безошибочной и быстрой идентификации (опознавания) всех знаков алфавита. Так, например, матрица 5×7 (5 столбцов и 7 строк) в знакоместе № 4 (рис. 1.1) является практически минимально приемлемой для синтеза букв русского и латинского алфавитов и цифр. Для синтеза только арабских цифр размерность матрицы можно уменьшить до 3×5. Как показали психофизиологические исследования при опознавании символов, синтезированных с помощью матрицы 5×7, возможны ошибки. Так, например, часто путают *B* и 8; *R* и *S*; *Q* и *O* и др. Это делает целесообразным использование матриц с увеличенным числом точек, например 7×9. Дальнейшее увеличение числа этих точек, например до 9×13, к существенному улучшению восприятия не приводит.

В ряде случаев знаки синтезируются из укрупненных элементов, составленных из более простых элементов отображения. Например, на рис. 1.1 в знакоместе № 6 показана цифра 2, синтезированная из укрупненных элементов (сегментов), составленных из точечных ЭО.

Элементы отображения могут выполняться в виде отдельных конструктивных элементов, например электрической лампы накаливания, светодиода, катода газоразрядной лампы, выполненного в форме цифры или сегмента. Такие элементы отображения называются дискретными ЭО. В электронно-лучевых приборах элементы отображения, входящие в знак, генерируются электронным лучом в процессе воспроизведения изображения. Синтез знаков из полученных таким образом элементов называют знакогенерирующим способом формирования знаков.

Графические информационные модели (ГИМ) представляют чертежами, диаграммами, схемами (структурными, функциональными, монтажными) и т. д. Основными элементами информационной модели при построении графической ИМ являются линии, точки, двумерные области. Наиболее универсальными элементами отображения, из которых формируются элементы ГИМ, являются точечные ЭО. Каждый точечный ЭО, входящий в формируемую модель, должен быть задан координатами X_i; Y_i, определяющими

его положение на информационном поле.

На рис. 1.2,*а* показана кривая, синтезированная из точечных элементов отображения. Синтез из отдельных ЭО приводит к дискретизации изображения. Абсолютное значение погрешности дискретизации лежит в пределах $\pm 1/2\ d_э$ ($d_э$ — шаг квантования, определяемый как расстояние между центрами точечного ЭО). Следовательно, для уменьшения погрешности дискретизации необходимо уменьшить величину $d_э$, прежде всего размер самого ЭО. Глаз не замечает дискретного характера изображения, если угловой размер ЭО близок к предельному углу, под которым человек различает две раздельные точки. Уменьшение размеров ЭО при сохранении размеров информационного поля приводит к увеличению общего числа ЭО и соответственно к техническому усложнению средств отображения информации.

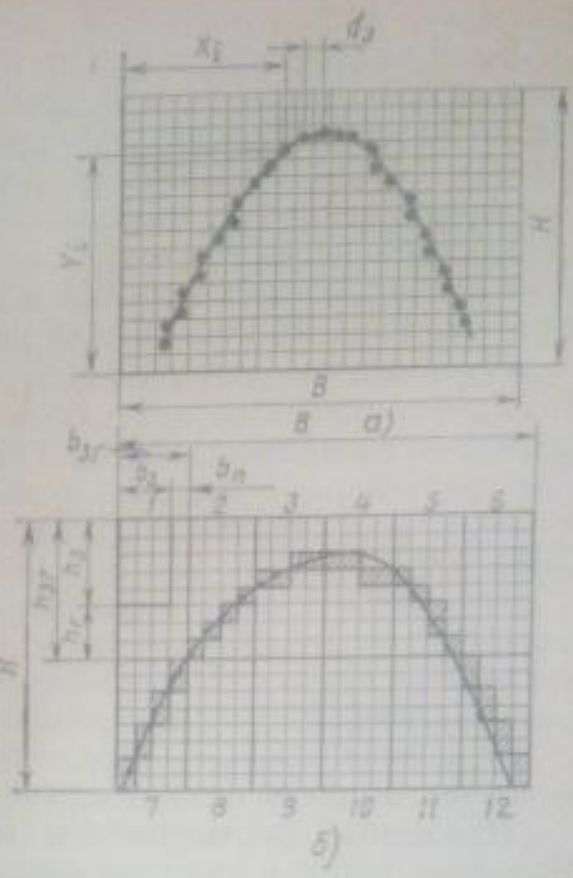


Рис. 1.2. Синтез графической ИМ: *а* — из точечных ЭО; *б* — из графем

Для упрощения графических средств отображения информации (СОИ) при синтезе ГИМ часто используют укрупненные графические элементы (ГЭ) графемы. В зависимости от характера ГИМ в качестве ГЭ могут быть использованы отрезки прямой, дуги различной кривизны, двумерные фигуры. Синтез графической информационной модели с помощью графем заключается в разбиении ГИМ на отдельные фрагменты с последующим подбором ГЭ, наиболее точно аппроксимирующего выделенный фрагмент. В частном случае при использовании в качестве графем отрезков прямых полученная ГИМ представлена кусочно-линейной аппроксимацией. Выделение фрагментов ГИМ осуществляется путем разбиения информационного поля на графические знакоместа. Большей частью положение графического знакоместа совмещают с положением буквенно-цифрового. В этом случае для обеспечения слитности графического изображения размеры графического знакоместа $b_{эг}$ и $h_{эг}$ увеличивают на величину интервала между знакоместами $b_п$ и между текстовыми строками $h_п$ ($b_{эг}=b_э+b_п$; $h_{эг}=h_э+h_п$). Совмещение графических и буквенно-цифровых знакомест позволяет сохранить общую структуру СОИ для формирования двух типов ИМ. Графема часто является укрупненным элементом отображения, формируемым из точечных ЭО. Таким образом, при синтезе ГИМ с помощью графем возникает погрешность аппроксимации

фрагмента информационной модели графическим элементом в пределах знакоместа, а также погрешность, связанная с искажением самой графемы из-за дискретного характера ее формирования. На рис. 1.2,*б* показан пример синтеза графика из отрезков прямых, сформированных из точечных элементов в пределах графических знакомест. Начало кривой аппроксимировано прямой, проходящей через диагональ знакоместа № 7. Следующий фрагмент кривой, расположенный в знакоместе № 2, аппроксимирован отрезком прямой, проходящей под углом 45° к сторонам знакоместа и т. д. На рисунке наглядно показан характер искажений графем, обусловленный принципом формирования. Для уменьшения погрешности аппроксимации ГИМ используют принцип переменного формата графических знакомест и их свободного позиционирования, что связано с усложнением аппаратурной реализации СОИ.

Полутоновые информационные модели используют широкий диапазон градаций яркости, что позволяет обеспечить наглядный, картинный характер формируемых изображений (фотографии, диапроекции, кино- и телевизионные изображения).

Комбинированные информационные модели составляют из компонентов моделей разных классов.

Принципы формирования цвета в информационной модели. Введение цвета в качестве одного из признаков элементов отображения может значительно улучшить восприятие и переработку оператором получаемой информации. Три цвета—красный (R), зеленый (G) и синий (B) — являются основными, так как ни один из них нельзя получить смешением двух других. Любой другой цвет может быть получен смешением основных в определенных пропорциях:

$$\Phi_v = r'R + g'G + b'B. \qquad (1.3)$$

Коэффициенты r', g', b', указывающие, в каких количествах следует смешать излучения трех основных цветов, чтобы получить нужный цвет, называются к о о р д и н а т а м и цвета.

Способ образования цвета путем смешения (суммирования) трех основных цветов называется а д д и т и в н ы м. Смешение цветов может осуществляться тремя основными методами: пространственным, оптическим параллельным и оптическим последовательным. Наиболее распространен *пространственный* метод (рис. 1.3,*а*), основанный на слитном восприятии разноцветных точек, полосок и других фигур. Такие элементы сгруппированы в триады, из которых составляется информационное поле. Одновременное возбуждение элементов триады в соответствии с цветовым кодом обеспечивает формирование точки цветного изображения. Очевидно, что информационное поле при пространственном смешении цветов должно иметь в три раза больше элементов, чем соответствующее информационное поле для монохромного изображения. Этот метод используется в цветных кинескопах.

Оптическое параллельное смешение цветов (рис. 1.3,*б*) дости-

гается формированием изображений трех основных цветов *UR*; *UG*; *UB* на промежуточных полях и последующим их совмещением с помощью оптической системы (ОС) на одном информационном поле (ИП).

Оптическое последовательное смешение цветов (рис. 1.3,*в*) осуществляется последовательной сменой изображений трех основных цветов, формируемых на одном информационном поле или проецируемых на него. Смена изображений на экране должна происходить с такой частотой, чтобы благодаря инерционности зрения изображение воспринималось как немелькающее.

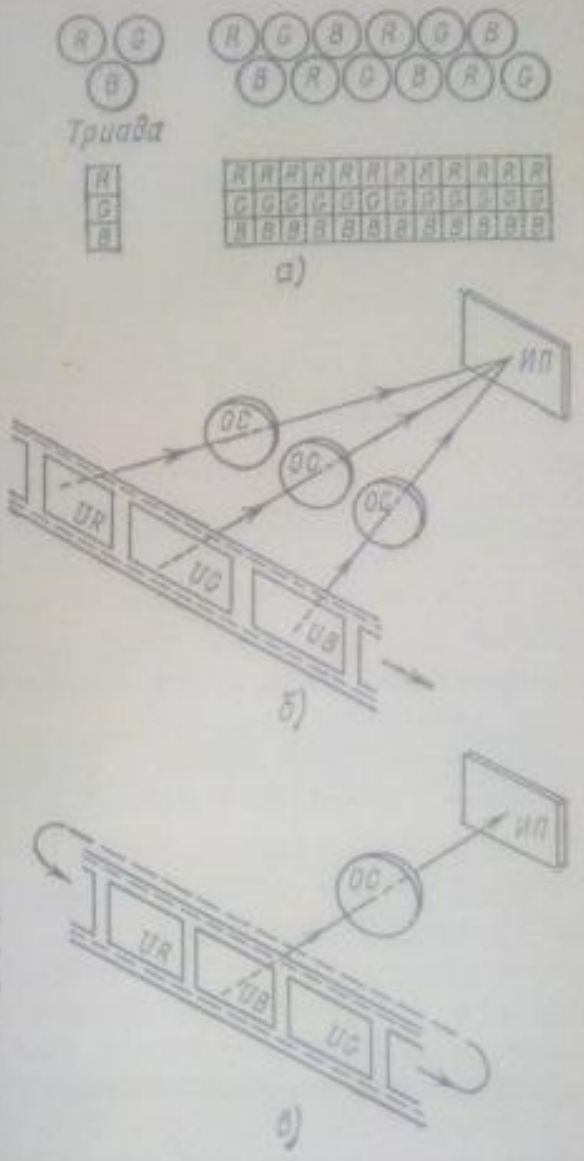


Рис. 1.3. Аддитивные способы смешения цветов:
а — пространственный; *б* — параллельный; *в* — последовательный

§ 1.2. Основные фотометрические параметры

Создание средств отображения информации требует учета психофизиологических возможностей оператора и прежде всего возможностей и особенностей органов зрения человека.

Реакция зрительного анализатора человека зависит от энергетических параметров и спектрального состава излучения. Световое излучение характеризуется рядом фотометрических параметров. Основными из них являются световой поток, сила света, яркость, освещенность, яркостный контраст.

Мощность, переносимую энергией излучения, называют световым потоком Φ_v. Выражается он в люменах (лм).

Сила света I_v характеризует пространственную плотность светового потока в данном направлении и определяется как отношение светового потока $d\Phi_v$, проходящего внутри малого телесного угла $d\omega$ в рассматриваемом направлении, к величине этого угла:

$$I_v = d\Phi_v / d\omega. \qquad (1.4)$$

Телесный угол

$$d\omega = dA / r^2, \qquad (1.5)$$

где dA — площадь, вырезаемая телесным углом из поверхности сферы A; r — радиус этой сферы. Телесный угол выражается в стеради-

Рис. 1.4. Взаимосвязь между световым потоком (Φ_v), силой света (I_v) и освещенностью (E_v)

анах (ср). Единица силы света — кандела (кд) — принята за основную светотехническую единицу. Единица светового потока — люмен (лм) — определяется как световой поток от точечного источника в 1 лм внутри телесного угла в 1 ср.

На рис. 1.4 показан точечный источник e, помещенный внутри сферы радиусом r, создающий равномерный поток во всех направлениях. Поток в 1 лм распространяется внутри телесного угла, вырезающего на поверхности сферы участок $ABCD$ площадью в 1 м².

В пределе при бесконечном уменьшении dA телесный угол стремится к прямой, указывающей направление силы света, что позволяет рассматривать силу света как векторное значение.

Если световой поток от точечного источника равномерен, то сила света одинакова в любом направлении:

$$I_v = \Phi_v/(4\pi). \qquad (1.6)$$

Яркость L_v характеризует излучение светящейся поверхности площадью dA в данном направлении. Если понятие силы света относится только к точечному источнику света, то понятие яркости применяется к любым источникам, имеющим конечные размеры. Численно яркость равна отношению светового потока, проходящего в рассматриваемом направлении в пределах малого телесного угла через участок поверхности, к произведению величины телесного угла, площади участка и косинуса угла α между рассматриваемым направлением и нормалью к участку:

$$L_v = d\Phi_v/(d\omega dA\cos\alpha) = I_v/(dA\cos\alpha). \qquad (1.7)$$

Единицей яркости является кд/м² — это яркость поверхности, квадратный метр которой дает в направлении, перпендикулярном этой поверхности, силу света в 1 кд.

Далее приведены яркости некоторых источников света, выраженные в кд/м²:

Экран телевизионной трубки	30—1000
Светодиоды	10—400
Люминесцентная лампа	5000—10000
Нить вакуумной лампы накаливания	$2\cdot10^6$—$3\cdot10^6$
Нить газонаполненной лампы накаливания	$8\cdot10^6$—$20\cdot10^6$

Сила света, яркость и световой поток являются характеристиками активных (первичных) источников света.

Объекты, которые видны благодаря освещению светом первичных источников, называют пассивными (вторичными) источниками света. Их основной характеристикой является осве-

щенность. Освещенность E_v характеризуется световым потоком, падающим на единицу освещаемой поверхности:

$$E_v = d\Phi_v / dA. \quad (1.8)$$

Световой поток в 1 лм, равномерно освещающий площадь в 1 м², создает освещенность в 1 лк (люкс).

Так, например, минимальная освещенность для чтения — 20 лк, в комнате в ясный летний день — 100 лк, освещенность, создаваемая прямыми солнечными лучами на открытой местности, — 100 000 лк.

Отраженная от объекта часть потока характеризуется коэффициентом отражения

$$\rho_v = \Phi_{v\,отр} / \Phi_v, \quad (1.9)$$

где $\Phi_{v\,отр}$ — отраженная часть светового потока Φ_v.

Поверхность, отражающую свет, можно рассматривать в качестве вторичного источника света со световым потоком $\Phi_{v\,отр}$. Яркость этого источника

$$L_{v\,отр} = L_v \rho_v / \pi. \quad (1.10)$$

Приведем значения коэффициентов отражения ρ_v для некоторых поверхностей: снег, мел, гипс — 0,93; белая бумага — 0,6—0,8; песок — 0,25, черное сукно — 0,01—0,02; черный бархат — 0,004—0,01.

Яркостный контраст определяет соотношение яркостей объекта и фона. Различают прямой и обратный контрасты. Для позитивного изображения (темное изображение на белом фоне) задается прямой яркостный контраст:

$$k_{пр} = (L_{v\,ф} - L_{v\,о}) / L_{v\,ф}, \quad (1.11)$$

где $L_{v\,ф}$ и $L_{v\,о}$ — яркости фона и объекта. Для негативного (светлого на темном фоне) изображения задается обратный контраст:

$$k_{обр} = (L_{v\,о} - L_{v\,ф}) / L_{v\,о}. \quad (1.12)$$

В ряде случаев пользуются понятием контрастности $k_к$, представляющим отношение яркостей объекта (фона) и фона (объекта):

$$k_к = L_{v\,о} / L_{v\,ф} \text{ при } L_{v\,о} > L_{v\,ф},$$
$$k_к = L_{v\,ф} / L_{v\,о} \text{ при } L_{v\,о} < L_{v\,ф}, \quad (1.13)$$
$$k_{пр(обр)} = 1 - 1/k_к. \quad (1.14)$$

§ 1.3. Психофизиологические особенности восприятия зрительной информации оператором

Зрение человека характеризуется следующими основными параметрами: чувствительностью, разрешающей способностью, полем ясного зрения, критической частотой мелькания, временем адаптации, пропускной способностью оператора.

Минимальная (пороговая) величина яркости светового пятна, обнаруживаемого глазом на черном фоне, называется нижним абсолютным порогом чувствительности. Верхний абсолютный порог чувствительности характеризует-

ся болевыми ощущениями. Диапазон яркостей между верхним и нижним порогами чувствительности находится в пределах от 10^{-6} до 10^{9} кд/м^2. При изменении освещенности сетчатки световая чувствительность не остается постоянной, а адаптируется. Средняя интегральная яркость информационного поля и других источников света (первичных и вторичных), находящихся в поле зрения, создает яркость адаптации $L_{v\,a}$. Лучшими условиями для работы считаются такие, когда уровень яркости адаптации находится в пределах от нескольких десятков до тысячи кандел на квадратный метр.

Минимальное приращение яркости $\Delta L_{v\,min}$, которое различает глаз при данной яркости адаптации $L_{v\,a}$, называется дифференциальным порогом чувствительности, а относительное приращение яркости, различимое глазом, — пороговым контрастом:

$$k_{пор}=\Delta L_{v\,min}/L_{v\,a}. \tag{1.15}$$

Значение $k_{пор}$ зависит от уровня яркости адаптации. В рабочем диапазоне яркостей от 10 до 1000 кд/м^2 можно принять $k_{пор}\approx 0{,}02\div 0{,}05$. Для уверенного восприятия изображения на фоне необходимо, чтобы контраст изображения в СОИ, рассчитанный по формулам (1.11) или (1.12), не менее чем в 10 раз превышал пороговый контраст. Отсюда диапазон контраста рекомендуется выбирать в пределах 0,60—0,95.

Разрешающая способность, или *острота зрения*, характеризуется минимальным углом, при котором возможно отдельное различение двух соседних точек. Этот угол называется порогом остроты зрения α_v. Для нормального зрения порог остроты равен 1 угл. мин. Рекомендуемое значение $\alpha_{v\,p}$ в расчетах берут равным 2—3 угл. мин. Угол зрения ($\alpha_{v\,эм}$), необходимый для надежной идентификации элементов информационной модели, зависит от их сложности, оцениваемой количеством $k_э$ минимально различимых дискретных элементов, на которые их можно разложить:

$$\alpha_{v\,эм}\simeq k_э\alpha_{v\,p}. \tag{1.16}$$

Как уже отмечалось ранее, для синтеза букв и цифр требуется 7—9 дискретных элементов по высоте. Следовательно, для них $\alpha_{v\,эм}=14\div 27$ угл. мин.

Зависимость между угловыми и линейными размерами иллюстрируется рис. 1.5, из которого следует

$$h=2L\operatorname{tg}\frac{\alpha}{2}, \tag{1.17}$$

или при малых углах α

$$h\simeq L\alpha, \tag{1.18}$$

где α — угол зрения, под которым видно изображение высотой h на расстоянии L до наблюдателя.

Разрешающая способность падает по мере удаления от оси глаз.

Поле ясного зрения человека ограничено угловыми размерами: 16—20° по горизонтали и 12—15° по вертикали. В соответствии с этим в телевидении выбраны рекомендуемые расстояния до наблюдателя $L \approx (3 \div 6)H$ и формат информационных полей $k_ф = 4:3$.

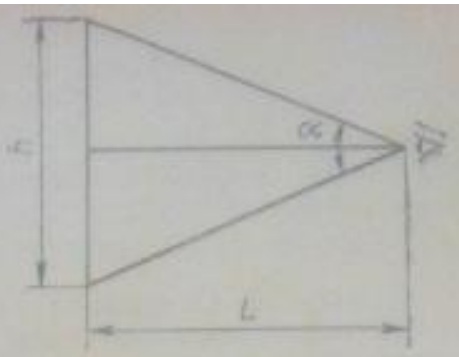


Рис. 1.5. Взаимосвязь между угловым и линейным размером изображения

Восприятие буквенно-цифровой информации при фиксированном положении оператора предусматривает некоторое движение глаза по строке текста, что позволяет увеличить угловой размер информационного поля по горизонтали до 50°. Формат ИП буквенно-цифровых СОИ часто берут равным 5 : 3.

Угол между перпендикуляром, опущенным из центра глаза на поверхность наблюдения, и линией, соединяющей центр глаза с наблюдаемой точкой, называют углом наблюдения. С его увеличением острота зрения падает также из-за того, что излучение большинства индикаторов имеет направленный характер, максимум интенсивности которого совпадает с нормалью в плоскости излучателя. Максимальное значение угла наблюдения, при котором обеспечивается считывание информации с индикатора, называют углом обзора.

К основным временным характеристикам зрительного анализатора относят критическую частоту мелькания и время адаптации. *Критическая частота мелькания* $f_{кчм}$ — минимальная частота, при которой глаз перестает воспринимать мелькание прерывисто светящегося изображения. Критическая частота мельканий возрастает с увеличением яркости и угловых размеров мерцающих элементов. Для изображений с яркостью до нескольких сотен кандел на квадратный метр частоту критического мелькания принимают равной примерно 50 Гц.

Средняя (кажущаяся) яркость мерцающего элемента $L_{э\,каж}$, воспринимаемая глазом, определяется законом Тальботта:

$$L_{э\,каж} = \frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} L_э(t)\,dt, \qquad (1.19)$$

где $L_э(t)$ — закон изменения яркости в интервале времени свечения элемента $(t_2 - t_1)$; T — период повторения мерцания элемента.

Время адаптации — это время, необходимое для самонастройки чувствительности зрительного анализатора при изменении яркости объекта наблюдения. Величина времени темновой адаптации (переход от света к темноте) может составлять десятки, а световой (переход от темноты к свету) — единицы минут.

Пропускная способность оператора (ПСО) оценивается количеством информации, воспринимаемой оператором за единицу времени. При опознании букв и цифр ПСО 50—55 бит/с, при чтении — 30—40 бит/с, при сложении двух однозначных цифр — 12 бит/с. Следовательно, период обновления информации $T_{обн}$ зависит от сложности информационной модели и задач, решаемых оператором при ее восприятии.

Пример 1.1. Определить основные фотометрические требования, предъявляемые к информационному полю (ИП) СОИ, если информационная модель буквенно-цифровая, матрица знака точечная форматом 5×7, расстояние до наблюдателя $L=500$ мм, освещенность на рабочей поверхности $E_{ро}=1000$ лк, коэффициент отражения от изображения в информационном поле $\rho_{вп}=0{,}2$, контраст прямой.

Определение геометрических размеров ИП и знаков. Угловой размер ИП по горизонтали $\alpha_г$ выберем в соответствии с рекомендациями для буквенно-цифровых СОИ равным 50°. Ширину ИП определим в соответствии с формулой (1.17): $B=2L\,\mathrm{tg}\,(\alpha_г/2)=2\cdot500\,\mathrm{tg}\,25°=466$ мм.

Выбираем формат ИП $k_ф=5:3$. Высоту H и ИП определяем в соответствии с (1.1): $H=B/k_ф\approx280$ мм. Угловой размер знака по вертикали должен быть в пределах рекомендуемого значения $\alpha_{знв}=27'$.

По формуле (1.18) получим $h_з=4$ мм. Ширину знака определим, исходя из размерности матрицы $b_з=h_з\cdot5/7=2{,}9$ мм. Расстояние между знаками $b_п$ и между текстовыми строками $h_п$ выберем в соответствии с рекомендациями § 1.2: $b_п=0{,}5\,b_з=1{,}45$ мм; $h_п=h_з=4$ мм. Максимальное количество знаков в текстовой строке определим из следующего соотношения: $N_{з\,тс}=B/(b_з+b_п)=466/4{,}35=107$ знаков. Максимальное количество текстовых строк $N_{тс}=H/(h_з+h_п)=280/8=35$ строк.

Определение фотометрических параметров ИП. При прямом контрасте (темное изображение на светлом фоне) яркость объекта $L_{зо}$ определяется внешней засветкой.

В соответствии с (1.10) получим $L_{зо}=0{,}2\cdot1000/\pi=63$ кд/м².

В соответствии с рекомендациями § 1.3 задаем значение контраста $k_{кр}=0{,}7$. Необходимую яркость фона получим, преобразовав выражение (1.11): $L_{зф}=L_{зо}/(1-k_{кр})=210$ кд/м².

Снизить влияние внешней освещенности на ИП можно, применяя затеняющие козырьки, уменьшающие световой поток, падающий на ИП, или специальные фильтры, уменьшающие коэффициент отражения $\rho_{вп}$. Это уменьшает значение $L_{го}$ и $L_{зф}$, т. е. выравнивает яркости ИП по отношению к яркости внешних предметов, что улучшает условия адаптации зрения.

§ 1.4. Структура и основные технические параметры средств отображения информации

Технические средства, используемые для формирования информационных моделей, называются *средствами отображения информации* (СОИ). С помощью СОИ полученная от одного или нескольких источников информация преобразуется в информационную модель, удобную для восприятия оператором. Процесс формирования ИМ в СОИ сопровождается преобразованием кодов. Например, для отображения времени в цифровых часах двоично-десятичный код, занесенный в счетчик временных интервалов, преобразуется в десятичные цифры, указываю-

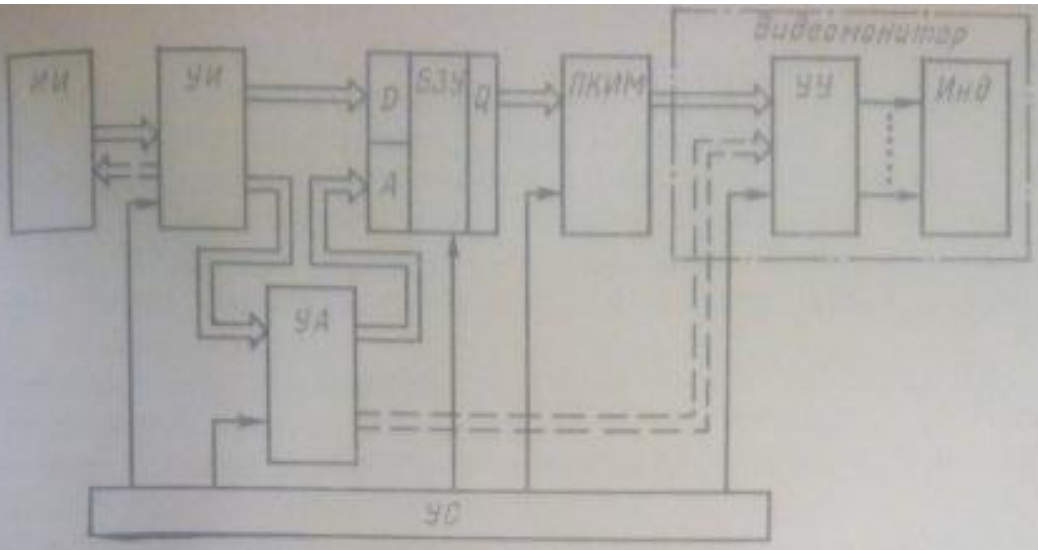


Рис. 1.6. Обобщенная структурная схема СОИ

щие время на циферблате. В часах средства отображения являются их составной частью, однако в случае управления объектами или при взаимодействии человека с ЭВМ СОИ могут иметь достаточно сложную структуру.

Обобщенная структурная схема СОИ показана на рис. 1.6. От источника (ИИ) информация поступает в СОИ через устройство интерфейса (УИ) по параллельным или последовательным каналам связи. С помощью устройства интерфейса осуществляется механическое, электрическое и алгоритмическое согласование между собой выходных цепей ИИ и входных цепей СОИ. В устройство интерфейса входят совокупность линий связи, устройства согласования сигналов по уровню и мощности, а также устройства формирования управляющих сигналов, обеспечивающих заданный алгоритм обмена информацией. Стандартный интерфейс, включающий в себя аппаратную часть и программное обеспечение, определяющее алгоритм обмена информацией, играет важную роль в унификации узлов информационных систем, обеспечивающей взаимозаменяемость отдельных устройств и наращиваемость системы.

Источником информации могут быть информационно-измерительные устройства, клавиатура ввода буквенно-цифровой информации, ЭВМ, устройства формирования фото-, кино- и телевизионных изображений и т. д. Следует отметить, что в системах с ЭВМ возможен двусторонний обмен информацией: как от ЭВМ к СОИ, так и наоборот, — что позволяет организовать диалоговый режим работы. При таком режиме оператор с помощью специальных устройств редактирует информацию, выведенную на СОИ с ЭВМ, а затем вновь вводит ее в ЭВМ. Диалоговый режим широко используется в системах автоматического проектирования и в системах автоматизации научных исследований.

Буферное запоминающее устройство (БЗУ) служит для промежуточного хранения информации, получаемой от

БИБЛИОТЕКА ВНИАП

ИИ, что позволяет согласовать работу СОИ и ИИ по скорости, а также организовать режим регенерации изображения без обращения к источнику информации. Информационная модель в БЗУ хранится в виде совокупности кодов элементов информационной модели, расположенных в той последовательности, в которой они должны располагаться на информационном поле. Так, при формировании текстовой информационной модели в БЗУ заносятся стандартные коды знаков в последовательности, определяемой текстом.

Преобразователь кодов информационной модели (ПКИМ) осуществляет преобразование кодов элементов информационной модели, заданных алфавитом источника информации, в код, определяемый алфавитом индикатора. Для приведенного примера с цифровыми часами при использовании 7-сегментных индикаторов ПКИМ преобразует четырехразрядный двоично-десятичный код в семиразрядный. При использовании газоразрядных индикаторов с профилированными катодами цифра формируется методом знакомоделирования, в этом случае ПКИМ выполняет функцию дешифратора 4 на 10 (4 входа, 10 выходов). Для формирования тех же цифр на телевизионном экране ПКИМ должен преобразовать параллельный код цифр в последовательность сигналов управления интенсивностью электронного луча ЭЛТ.

Преобразователи кодов информационной модели для синтеза знаков в СОИ с ЭЛТ называют знакогенераторами.

Устройство адресации (УА) задает положение (адрес) элемента информационной модели на информационном поле.

Индикатор является прибором, осуществляющим непосредственное преобразование электрических сигналов в видимое изображение.

Устройство управления (УУ) осуществляет энергетические и другие преобразования сигналов с выхода ПКИМ, необходимые для управления работой индикатора. Например, при использовании газоразрядных индикаторов в устройство управления входят ключи, обеспечивающие переключение с уровня возбуждения на уровень гашения газового разряда и наоборот. Индикатор вместе с устройством управления образуют блок индикации, называемый также видеомонитором.

Устройство синхронизации (УС) обеспечивает синхронизацию работы всех узлов СОИ между собой и с источником информации.

При формировании сложной информационной модели информация, получаемая от различных источников, должна пройти предварительную подготовку и обработку по определенному алгоритму. Следовательно, кроме технических средств для отображения информации необходимо создать соответствующее программное обеспечение. Комплекс средств отображения информации и средств математического обеспечения, включающих в себя алгоритмы обработки информации, образует систему отображе-

ния информации. СОИ, обеспечивающие связь человека с ЭВМ, называют терминальными СОИ (или дисплеями).

Параметры средств отображения информации должны определить информационно-технические, инженерно-психологические, конструктивно-технические и технико-экономические особенности СОИ. К основным параметрам СОИ следует отнести используемый алфавит, информационную емкость, разрешающую способность, быстродействие, точность воспроизведения информации, фотометрические параметры (яркость, контраст), надежность, стоимость, потребляемую мощность.

Используемый алфавит и основание кода алфавита информационной модели определяются классом решаемых задач и задаются числом и типом знаков (цифр, букв, условных знаков, графем и т. д.), количеством градаций размеров, яркости, ориентаций символов, используемых цветов, частот мерцаний изображений и т. д.

Основание кода полного алфавита, включающего все кодовые признаки, не должно превышать 200—400. Дальнейшее его увеличение затрудняет работу оператора. При представлении элементов алфавита информационной модели двоичным кодом число его разрядов $n_а$ определяют из условия

$$n_а \geqslant [\log_2 N_а], \tag{1.20}$$

где $N_а$ — основание кода полного алфавита ИМ; $[\log_2 N_а]$ — двоичный логарифм числа $N_а$, округленный до ближайшего большего целого числа.

В буквенно-цифровых СОИ обычно раздельно кодируют алфавиты знаков и признаков. В этом случае число разрядов кода определяется условием

$$n_а = n_{аз} + n_{ап} = [\log_2 N_{аз}] + [\log_2 N_{ап}], \tag{1.21}$$

где $N_{аз}$ и $N_{ап}$ — основания кодов алфавита знаков и признаков; $n_{аз}$ и $n_{ап}$ — разрядности двоичных кодов знаков и признаков;

$$N_а = N_{аз} N_{ап}. \tag{1.22}$$

Для кодирования элементов буквенно-цифровой ИМ обычно используют стандартные коды отображения информации — восьмиразрядный код КОИ-8 или семиразрядный КОИ-7.

Пример 1.2. Определить минимальное число разрядов, необходимое для двоичного кодирования алфавита элементов ИМ, включающего 32 буквы русского алфавита и 10 арабских цифр, отображающихся в трех цветах.

В соответствии с условием имеем $N_{аз}=42$, $N_{ап}=3$. Используя выражение (1.21), получаем: $n_а=[\log_2 42]+[\log_2 3]=[5{,}4]+[1{,}58]=6+2=8$; $n_{ап}=2$; $n_{аз}=6$; $n_а=8$.

Информационная емкость определяет количество информации, которое может быть единовременно представлено на информационном поле СОИ. Информационная емкость алфавитно-цифровых СОИ задается количеством знаков в текстовой строке $N_{з\,тс}$ и числом текстовых строк $N_{тс}$. В современных алфавитно-цифровых

дисплеях объем выводимой информации обычно задается 16—32 строками по 32—80 знаков в каждой.

Информационная емкость может быть выражена в битах:

$$I_и = N_э \log_2 N_а, \qquad (1.23)$$

где $N_а$ — основание кода алфавита; $N_э$ — общее число символов, выводимых на экран:

$$N_э = N_{э\,тс} N_{тс}. \qquad (1.24)$$

Отметим, что $I_и$ характеризует некоторую гипотетическую модель, в которой равновероятны любые $N_э$ значений символов. Формула (1.23) задает технические требования к информационной емкости основных узлов СОИ, например БЗУ. *Информационную емкость графических* СОИ часто оценивают суммарной длиной воспроизводимых линий или количеством воспроизводимых точек.

Разрешающая способность характеризует число отдельных минимальных деталей изображения, которое СОИ может воспроизвести на информационном поле. В СОИ с точечными дискретными элементами отображения разрешающую способность количественно оценивают числом этих элементов на экране. В СОИ с электронно-лучевым индикатором или с проекционными системами в качестве количественной меры разрешающей способности используется число пар оптических линий (линия — промежуток), приходящихся на 1 мм или 1 см, или общее число линий, воспроизводимых на экране по вертикали и горизонтали, или минимально возможная ширина линии на экране.

Быстродействие характеризует скорость вывода информации на информационное поле СОИ. Одним из параметров количественной оценки быстродействия СОИ является время обновления данных, под которым понимается время от момента поступления информации на выход источника информации, сопряженного с СОИ, до момента формирования изображения. В графических СОИ для оценки быстродействия используют скорость формирования линий, заданную в миллиметрах на секунду.

Точность воспроизведения информации характеризует степень соответствия формируемой в СОИ информационной модели данным, полученным от источника информации. Одним из способов оценки точности является оценка смещения отдельных элементов отображения от заданных адресных координат, выраженная в абсолютных или относительных единицах.

Рассмотренные в § 1.3 *фотометрические параметры* (яркость, контраст) характеризуют возможность восприятия информации оператором в условиях различной внешней освещенности. Важными для оценки СОИ являются параметры, характеризующие его *надежность*, *стоимость*, а также энергетические параметры, в частности *потребляемая мощность*.

В отличие от других устройств промышленной электроники при проектировании средств отображения информации решающее значение имеет учет психофизиологических характеристик человека-

оператора. Выбор типа информационной модели, алфавита ИМ и других основных параметров СОИ должен быть прежде всего направлен на обеспечение оптимального взаимодействия человека и техники. Определенные из этих условий требования к СОИ позволяют выбрать тип индикатора, обладающий возможностями формировать требуемую ИМ и имеющий необходимые фотометрические параметры. Затем уточняется способ формирования элементов ИМ и самой ИМ, учитывающий особенности выбранного индикатора. Только после этого проводится разработка схемотехнических решений и конструктивного оформления.

Конструктивное оформление СОИ должно обеспечивать высокую работоспособность оператора, для чего необходимо учитывать ряд эргономических требований: достаточное рабочее пространство, позволяющее осуществлять необходимые движения и перемещения при эксплуатации и техническом обслуживании оборудования; оптимальное размещение оборудования на рабочем месте.

ГЛАВА 2

Средства отображения информации с электронно-лучевыми индикаторами

§ 2.1. Классификация и основные определения

Форма элемента отображения в СОИ с электронно-лучевыми индикаторами определяется сечением электронного луча в плоскости экрана трубки. Это сечение может иметь конфигурацию выбранного знака (в знакопечатающих ЭЛТ), в большинстве же случаев оно принимает форму круга малого диаметра (точечный ЭО). Соответственно СОИ на ЭЛТ можно разделить на знакомоделирующие и знакогенерирующие. Основные параметры элемента отображения ЭЛТ (геометрические размеры, яркость, цвет) определяется параметрами электронного луча и свойствами люминофора.

Адресация ЭО, определяющая положение электронного луча в плоскости экрана ЭЛТ, задается сигналами отклоняющей системы трубки. В каждый момент времени луч занимает определенное положение, фиксируя на информационном поле ЭО. Полное изображение формируется последовательным во времени воспроизведением всех его элементов. Последовательное поэлементное воспроизведение называется **развертко**й изображения. Изображение, образованное в процессе развертки совокупностью ЭО, называется **кадром**.

По принципу организации развертки изображения методы синтеза знаков делятся на растровые и функциональные.

При *растровых* закон развертки, а следовательно, и траектория перемещения луча по экрану не зависит от формируемой

информационной модели. Формирование изображения осуществляется модуляцией яркости луча при его прохождении соответствующих элементов информационной модели.

При функциональных траекториях перемещения луча совпадают с контурами отображаемых элементов информационной модели ИМ, т. е. закон развертки в этом случае определяется отображаемой информацией. Принятая развертка определяет структуру кадра, которую называют растром.

В СОИ применяются два основных типа растра: телевизионный и полиграммный.

Телевизионный представляет собой совокупность прямых линий, расположенных друг под другом. Средства отображения, использующие телевизионный растр, называют СОИ телевизионного типа или телевизионными СОИ.

Полиграммный представляет совокупность обобщенных фигур — полиграмм (аналогичных полиграммам на рис. 1.1), расположенных в пределах знакомест информационного поля.

На рис. 2.1,*а* показан телевизионный растр, образованный линейной прогрессивной разверткой, при которой полный растр образуется за один период кадровой развертки $T_к$. Развертка изображения создается одновременным движением луча по горизонтали вдоль оси X и по вертикали вдоль оси Y. Движение луча по горизонтали называют строчной разверткой, а прочерчиваемые при этом линии — телевизионными строками. Перемещение луча по вертикали называют кадровой разверткой, в результате которой все телевизионные строки располагаются одна над другой. Строчная и кадровая развертки осуществляются формированием отклоняющих сигналов X, Y (рис. 2.1,*б*) напряжений для электростатической отклоняющей системы или токов для магнитной. Отклоняющие сигналы формируются генераторами строчной и кадровой разверток.

Частота кадровой развертки $f_к = 1/T_к$ для ЭЛТ с малым временем послесвечения должна быть больше критической частоты мелькания. Обычно частоту $f_к$ выбирают равной частоте сети переменного тока, исключая этим эффект перемещения по экрану со-

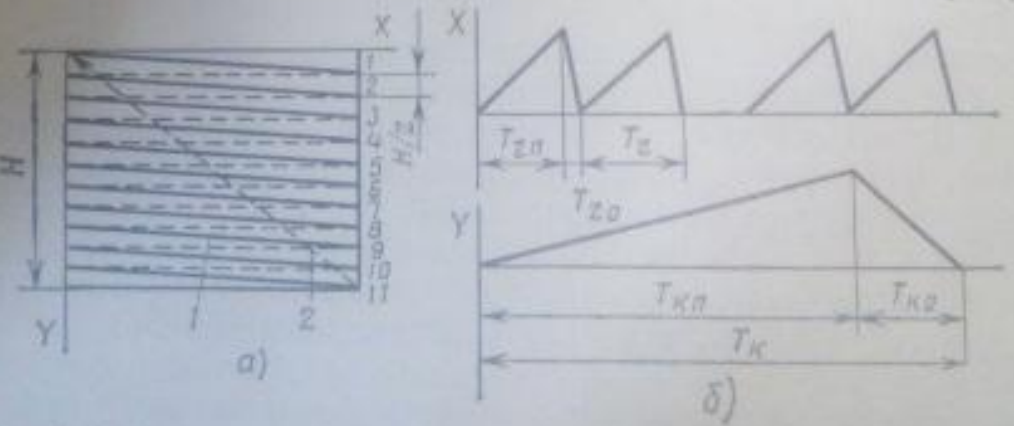


Рис. 2.1. Формирование телевизионного растра при прогрессивной развертке:

а — растр; *б* — временные диаграммы сигналов строчной (X) и кадровой (Y) разверток; *1*, *2* — обратный ход строчной и кадровой разверток

здаваемой ею помехи. Частота f_z и период T_z строчной развертки ($f_z=1/T_z$) выбирают из условия

$$f_z=Zf_k. \qquad (2.1)$$

где Z — число телевизионных строк в кадре, определяющее разрешающую способность СОИ по вертикали. В телевидении стандартом принято $Z=625$. В высококачественных СОИ распространена так называемая многострочная развертка с $Z=1000$ и более.

Период строчной развертки T_z включает в себя время прямого хода луча по строке $T_{zп}$ и время обратного хода $T_{zо}$. Изображение формируется за время прямого хода. Отношение $T_{zо}/T_z=\alpha_z$ называется коэффициентом обратного хода строчной развертки. Соответственно при известных значениях T_z и α_z определяется $T_{zп}=T_z(1-\alpha_z)$. Для стандарта телевидения $\alpha_z=0{,}18$.

Период кадровой развертки $T_к=T_{кп}+T_{ко}$, где $T_{кп}$ и $T_{ко}$—время прямого и обратного ходов кадровой развертки.

Отношение $T_{ко}/T_к=\alpha_к$ называется коэффициентом обратного хода кадровой развертки. Число телевизионных строк, формируемых за время прямого хода луча, $Z_п=(1-\alpha_к)Z$.

Для стандарта телевидения $\alpha_к=0{,}08$.

На рис. 2.2. показан телевизионный растр, образованный чересстрочной разверткой, которая предусматривает формирование одного кадра изображения из двух полей, передаваемых последовательно. В первом поле прочерчиваются нечетные, а во втором—четные строки растра (последние на рисунке показаны штрихпунктирными линиями). Дискретное смещение изображения на одну строку в каждом поле не фиксируется глазом из-за инерционности к восприятию перемещения объектов в поле зрения, если частота смены изображений не менее 15—16 Гц. Поэтому при выборе частоты кадров $f_к=25$ Гц обеспечивается слитность восприятия изображения двух полей. В то же время воспроизведение изображения в каждом поле с частотой $f_п=2f_к=50$ Гц исключает мерцания яркости, так как выполняется условие $f_п \geqslant f_{кчм}$.

Уменьшение частоты кадров в два раза по сравнению с прогрессивной разверткой при том же числе телевизионных строк в кадре приводит к двукратному уменьшению частоты строчной развертки и требуемой полосы пропускания видеоусилителя. Для формирования чересстрочной развертки необходимо обеспечить следующие условия: число строк в кадре должно быть нечетным, т. е. $Z=2m+1$, где m — целое число; частоты строч-

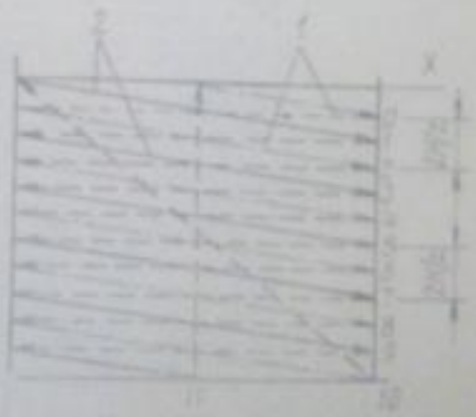


Рис. 2.2. Телевизионный растр при чересстрочной развертке: 1 — четные строки; 2 — нечетные строки

ной развертки и полей должны быть жестко связаны между собой условием $2f_z = Zf_u = (2m+1)f_u$.

В результате выполнения этих условий второе поле начинается с половины строки и все строки оказываются сдвинутыми по вертикали относительно строк первого поля.

Чересстрочная развертка используется в телевизионном вещании и в большинстве промышленных телевизионных установок. В СОИ рекомендуется применять прогрессивную развертку, при которой отсутствуют чересстрочные мелькания, приводящие к утомлению зрения оператора.

Пример 2.1. Определить частоту строчной развертки при формировании телевизионного растра с числом строк в кадре $Z=625$ при: а) прогрессивной, б) чересстрочной развертке.

В соответствии с (2.1) определяем для прогрессивной развертки ($f_u=50$ Гц) $f_z=625 \cdot 50=31\,250$ Гц; для чересстрочной ($f_u=25$ Гц) $f_z=625 \cdot 25=15\,625$ Гц.

К преимуществам СОИ телевизионного типа относятся: универсальность, позволяющая отображать все виды ИМ; возможность совмещения информационных моделей, формируемых методом электронного синтеза (знакогенерации), с полутоновыми телевизионными изображениями, получаемыми с помощью телевизионных камер; возможность использования стандартных телевизионных приемников и видеоконтрольных устройств промышленных телевизионных установок в качестве видеомониторов.

§ 2.2. Принципы формирования знаков в СОИ телевизионного типа

Для формирования знаков растр разбивается (дискретизируется) на отдельные участки—знакоместа, в пределах которых условно располагаются матрицы знаков (рис. 2.3,*а*). Размер элемента матрицы по вертикли $h_э$ определяется шириной телевизионной

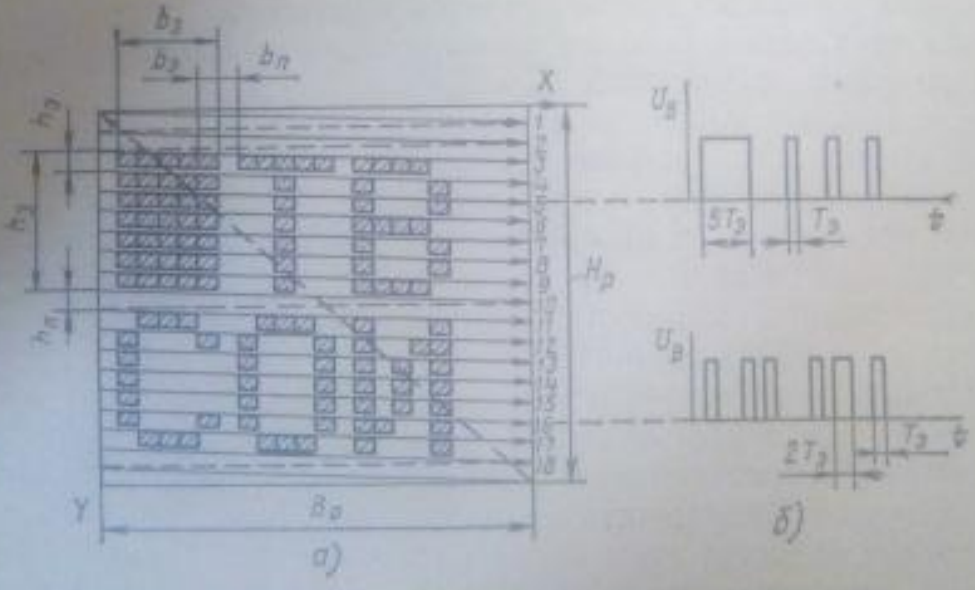


Рис. 2.3. Принцип формирования знаков в СОИТВ-типа:
а — ТВ растр с буквенно-цифровой ИМ; *б* — временная диаграмма видеоимпульсов

строки и может изменяться дискретно кратно числу телевизионных строк l, выделяемых для формирования одного элемента матрицы. Таким образом, элемент матрицы является укрупненным ЭО, если считать последним точечный элемент, определяемый сечением электронного луча.

Особенность синтеза знаковой информационной модели СОИ с полным телевизионным растром заключается в том, что каждый символ формируется по частям разрывно во времени. В процессе формирования одновременно находятся все знаки, составляющие одну текстовую строку. Действительно, двигаясь по телевизионной строке, электронный луч последовательно обходит все элементы одного ряда матрицы знакомест, входящих в одну текстовую строку (рис. 2.3,*а*). Формирование текстовой строки заканчивается после того, как луч проходит $lh'_з$ телевизионных строк ($h'_з = h_з/h_э$ — относительный размер матрицы по вертикали, выраженный числом ее элементов). Затем через $lh'_п$ ($h'_п = h_п/h_э$) телевизионных строк, образующих интервал между текстовыми строками, начинается формирование знаков следующей текстовой строки.

Для прогрессивной развертки число l принципиально может быть любым. Для чересстрочной развертки чаще всего используют размер элемента матрицы по вертикали, равный двум строкам ($l=2$) или кратный двум. Это позволяет дублировать знак в каждом поле. Обычно на краях телевизионного растра наблюдаются наибольшие нелинейные искажения, а кроме того, нестабильность амплитуды сигналов развертки может вывести края растра за пределы экрана. В связи с этим краевые зоны растра не включают в информационное поле и размеры информационного поля определяют как

$$H = H_р\beta_в; \quad B = B_р\beta_г, \tag{2.2}$$

где $H_р$, $B_р$ и H, B — высота и ширина растра и ИП; $\beta_в$ и $\beta_г$ — коэффициенты использования телевизионного растра по вертикали и по горизонтали, имеющие обычно значение 0,9—0,7.

Число элементов матрицы, которое можно расположить по вертикали в ИП, ограничивается условием

$$N_{эв} \leqslant Z(1-\alpha_к)\beta_в/l. \tag{2.3}$$

Число текстовых строк $N_{тс}$ определяется значением $N_{эв}$ и относительными размерами матрицы по вертикали $h'_з$ и интервала между текстовыми строками $h'_п$:

$$N_{тс} = N_{эв}/(h'_з + h'_п), \tag{2.4}$$

или с учетом (2.3)

$$N_{тс} \leqslant Z(1-\alpha_к)\beta_в/[l(h'_п + h'_п)]. \tag{2.5}$$

Элементы, входящие в контур синтезируемого знака, высвечиваются путем модуляции интенсивности электронного луча видеоимпульсами в момент его прохождения через расположение данного элемента на ИП. На рис. 2.3,*б* показан примерный характер видеоимпульсов при формировании элементов матрицы, располо-

женных на 5-й и 16-й телевизионных строках телевизионного растра (рис. 2.3,*а*). По горизонтали растр имеет непрерывную структуру, а размер элемента матрицы определяется длительностью видеоимпульса $T_э$, с помощью которого осуществляется модуляция яркости (рис. 2.3,*б*).

Если телевизионная строка условно дискретизирована на $N_{эс}$ элементов, то время развертки одного элемента

$$T_э = T_Z(1-\alpha_Z)\beta_r/N_{эс} = \beta_r(1-\alpha_Z)/(N_{эс}f_Z). \quad (2.6)$$

Минимальный размер элемента матрицы по горизонтали ограничивается разрешающей способностью ЭЛТ и граничной частотой тракта видеоусилителя $f_в$. Для определения верхней границы частотного спектра видеосигнала рассмотрим случай формирования чередующихся темных и светлых полос шириной $b_э$ (рис. 2.4,*а*). Как видно из рис. 2.4,*б*, первая гармоника видеосигнала $U_{вс}$ при этом имеет период $T_{вс}=2T_э$. Следовательно, верхняя граница полосы пропускания видеоусилителя $f_{вс}$ должна отвечать условию

$$f_в \geqslant 1/2 T_э. \quad (2.7)$$

При заданной полосе пропускания видеоусилителя выражения (2.4) и (2.5) позволяют определить возможное число элементов отображения, формируемых в телевизионной строке:

$$N_{эс} \leqslant 2(1-\alpha_Z)\beta_r f_в/f_Z. \quad (2.8)$$

С учетом формата телевизионного экрана $k_ф$ условие обеспечения квадратной формы элемента матрицы может выполняться, если между числом элементов по вертикали и по горизонтали соблюдается соотношение

$$N_{эс} = N_{эв} k_ф \beta_r/\beta_в. \quad (2.9)$$

Иногда в буквенно-цифровых дисплеях нарушают условие квадратной формы элемента матрицы ($h_э \neq b_э$), соответственно изменяя относительный формат матрицы знака ($b'_э : h'_э$).

При выполнении условия (2.9) верхняя граница полосы пропускания видеоусилителя в соответствии с выражениями (2.3)—(2.8) определится так:

$$f_в \geqslant f_Z Z(1-\alpha_к)k_ф/[2l(1-\alpha_Z)]. \quad (2.10)$$

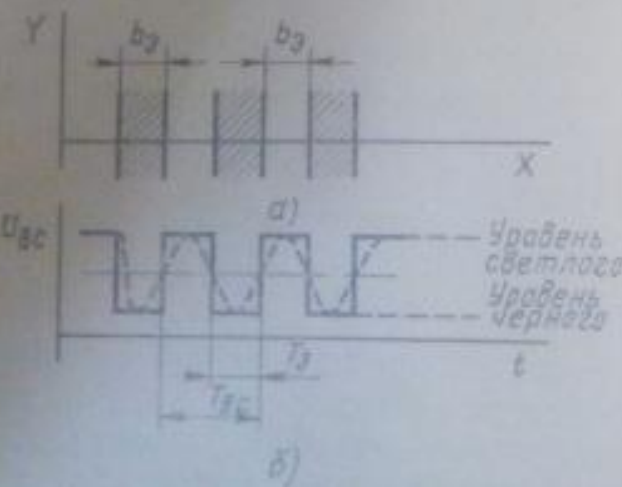


Рис. 2.4. Связь периода видеосигнала с шириной формируемых элементов ИМ

Число знаков в текстовой строке $N_{э\,тс}$ определяется числом элементов в строке $N_{эс}$, относительными размерами матрицы по горизонтали $b'_э = b_э/b_э$ и межзнакового пробела $b'_п = b_п/b_э$:

$$N_{э\,тс} = N_{эс}/(b'_э + b'_п). \quad (2.11)$$

Учитывая (2.8), получим

$$N_{з\,тс} \leqslant 2(1-\alpha_z)\beta_г f_в / [f_z(b'_з + b'_п)]. \quad (2.12)$$

Общее число знаков, формируемых в кадре,

$$N_{зк} = N_{з\,тс} N_{тс} \leqslant Z(1-\alpha_к)(1-\alpha_z)\beta_г \beta_в / [f_z(b'_з + b'_п)(h'_з + h'_п)]. \quad (2.13)$$

Таким образом, увеличение числа отображаемых знаков в кадре требует увеличения полосы пропускания видеоусилителя и повышения разрешающей способности электронно-лучевой трубки.

Пример 2.2. Рассчитать верхнюю границу полосы пропускания видеоусилителя $f_в$, необходимую для формирования 600 элементов отображения по горизонтали при использовании: а) прогрессивной развертки, б) чересстрочной развертки, если $\alpha_в = 0{,}008$; $\alpha_z = 0{,}18$; $\beta_в = \beta_г = 1$; $Z = 625$; $k_ф = 4:3$.

Частоту $f_в$ определим, преобразовав выражение (2.8): $f_в \geqslant f_z N_{зг} / [2(1-\alpha_z)\beta_г]$. При $Z = 625$, как показано в примере 2.1, частота f_z при прогрессивной развертке равна 31 250 Гц, при чересстрочной развертке — $f_z = 15{,}625$ Гц. Соответственно получим для прогрессивной развертки $f_в \geqslant 11{,}4$ МГц, а для чересстрочной развертки $f_в \geqslant 5{,}7$ МГц.

Пример 2.3. Рассчитать число знаков, которое можно сформировать на экране стандартного телевизионного приемника, если используется матрица знака с размерностью 5×7; относительное расстояние между знаками $b'_п = 2$, между текстовыми строками $h'_п = 3$. Коэффициенты использования растра по вертикали и горизонтали $\beta_в = \beta_г = 1$, форма элемента матрицы квадратная.

В соответствии с рекомендациями для чересстрочной развертки выберем число строк, приходящихся на один элемент, $l = 2$. Тогда число элементов матрицы по вертикали $N_{зв}$ найдем, использовав выражение (2.3). При $Z = 625$; $\alpha_в = 0{,}08$ получим $N_{зв} = 287$. При условии соблюдения квадратной формы элемента матрицы число элементов по горизонтали определим по формуле (2.9): $N_{зг} = 383$. Число знаков в текстовой строке определим по формуле (2.11): $N_{з\,тс} = 383/(5+2) = 54$. Число текстовых строк определим по формуле (2.4), а число знаков в кадре — по формуле (2.13): $N_{тс} = 287/(7+3) = 28$, $N_{зк} = 54 \cdot 28 = 1512$.

Пример 2.4. Рассчитать верхнюю границу полосы пропускания видеоусилителя $f_в$ для ТВ СОИ, если в соответствии с требованиями современного стандарта надо сформировать 80 знаков в текстовой строке. Матрица знака 7×9, межзнаковое расстояние $b'_п = 2$, $\beta_в = \beta_г = 1$.

Требуемую полосу пропускания определим, преобразовав выражение (2.10): $f_в \geqslant f_z N_{з\,тс}(b'_з + b'_п) / [2(1-\alpha_г)\beta_г] = 15\,625 \cdot 80(7+2)/(2 \cdot 0{,}82) = 6{,}86$ МГц.

Полученное значение $f_в$ превышает верхнюю границу полосы пропускания видеоусилителей стандартных телевизионных приемников. Следовательно, требуется либо коррекция частотных свойств видеоусилителей, либо снижение требуемой полосы частот за счет изменения размерности матрицы.

§ 2.3. Функциональная схема буквенно-цифровых СОИ телевизионного типа

Функциональная схема буквенно-цифровых СОИ телевизионного типа дана на рис. 2.5. Информационный массив в объеме одного или нескольких кадров заносится через устройство интерфейса (УИ) в буферное запоминающее устройство (БЗУ). Если в СОИ используется ЭЛТ без запоминания, то для воспроизведения изображения необходим режим регенерации. Наличие БЗУ позволяет организовать его без участия ИИ.

Информационная емкость БЗУ $C_{БЗУ} = N_{ЗУ} \times n$, где $N_{ЗУ}$ — количество ячеек памяти; n — разрядность ячейки памяти.

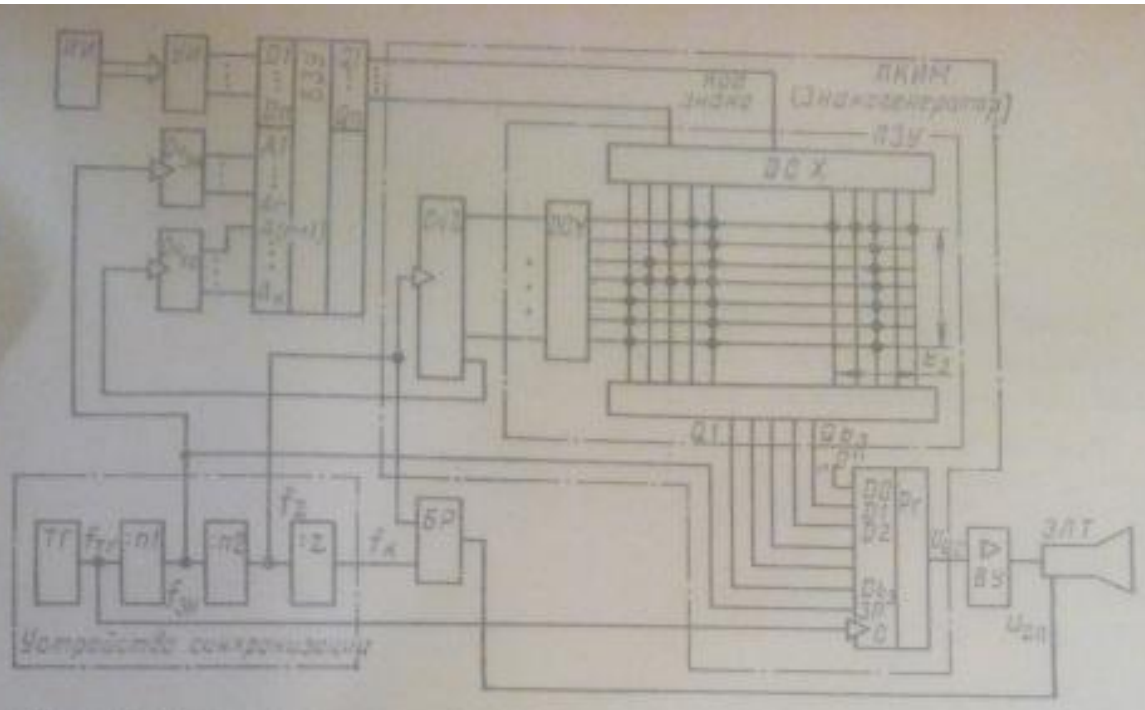


Рис. 2.5. Функциональная схема телевизионного буквенно-цифрового СОИ

Для хранения информации объемом в одну страницу (кадр) $N_{ВЗУ}$ должно быть больше или равно $N_{зк}$ (количество знаков в кадре), т. е.

$$C_{ВЗУ} = N_{зк} \times n. \tag{2.14}$$

Разрядность ячейки памяти n определяется числом разрядов, необходимых для кодирования знака и его признаков (цвета, размера, мерцания, ориентации и т. д.). Следовательно, $n \geqslant n_a$, где n_a—разрядность кода алфавита, определяемая соотношениями (1.20) или (1.21).

Минимальное количество адресных разрядов (k), необходимых для выбора $N_{зк}$ ячеек памяти,

$$k = [\log_2 N_{зк}]^*. \tag{2.15}$$

Наиболее просто последовательность выборки кодов знаков из БЗУ осуществляется при раздельной адресации по номеру знакоместа в текстовой строке (r младших адресных разрядов) и номеру текстовой строки ($k-r$ старших адресных разрядов). В этом случае

$$r = [\log_2 N_{з\,тс}], \tag{2.16}$$

$$(k-r) = [\log_2 N_{тс}], \tag{2.17}$$

$$k = [\log_2 N_{з\,тс}] + [\log_2 N_{тс}]. \tag{2.18}$$

При этом требуемое число ячеек памяти БЗУ следует определять как

$$N_{ЗУ} \geqslant 2^r N_{тс}. \tag{2.19}$$

---

* Квадратные скобки здесь и далее — признак того, что результат вычислений в скобках округляется до ближайшего большего целого числа.

Преобразователь кода информационной модели ПКИМ (знакогенератор) должен осуществлять преобразование кода знаков, хранящихся в БЗУ, в последовательный код, формирующий в процессе телевизионной развертки последовательность видеоимпульсов для подсвета ЭО, входящих в контуры отображаемых знаков. Наиболее распространенными являются знакогенераторы, выполненные на базе матрицы-накопителя ПЗУ, в которой хранится информация о начертании всех знаков алфавита. Разрядность ячейки памяти должна быть не менее размерности используемой матрицы знака по горизонтали $b'_з$. Для каждого знака в ПЗУ выделяется $h'_з$ таких ячеек памяти. Следовательно, при основании кода алфавита $N_з$ требуемое число $b'_з$-разрядных ячеек памяти ПЗУ $N_{ПЗУ}$ определяют из условия

$$N_{ПЗУ} \geqslant N_з h'_з. \qquad (2.20)$$

информационная емкость ПЗУ

$$C_{ПЗУ} \geqslant N_{ПЗУ} b'_з. \qquad (2.21)$$

В ПЗУ знакогенератора используется двухкоординатный принцип адресации. В качестве первой координаты используется код знака. В качестве второй адресной координаты используется код номера ряда матрицы, поступающий на вход дешифратора *DCY* с выхода счетчика рядов матрицы *СчZ*. Выбор требуемого знака заключается в выборе соответствующей группы ячеек памяти, где записана информация о его графике. На рис. 2.5 *n*-разрядный код знака с БЗУ подается на вход дешифратора *DCX*, с помощью которого выбирают группу из $b'_з$ вертикальных шин ПЗУ.

Таким образом, с выхода ПЗУ в каждый момент времени снимается $b'_з$-разрядный код, определяющий точки, которые необходимо высветить в данном ряду матрицы (так при выборе буквы А в соответствии с начертанием знака, показанным на рисунке, для первого ряда матрицы будет снята кодовая комбинация 00011). Полученный $b'_з$-разрядный код преобразуется в последовательность видеоимпульсов, снимаемых с выхода параллельно-последовательного регистра на вход видеоусилителя с частотой тактового генератора, которую выбирают из условия

$$f_{тг} = N_{оc} f_Z / [(1 - \alpha_Z)\beta_т]. \qquad (2.22)$$

Соответственно длительность видеоимпульса, определяющая размер элемента ма-

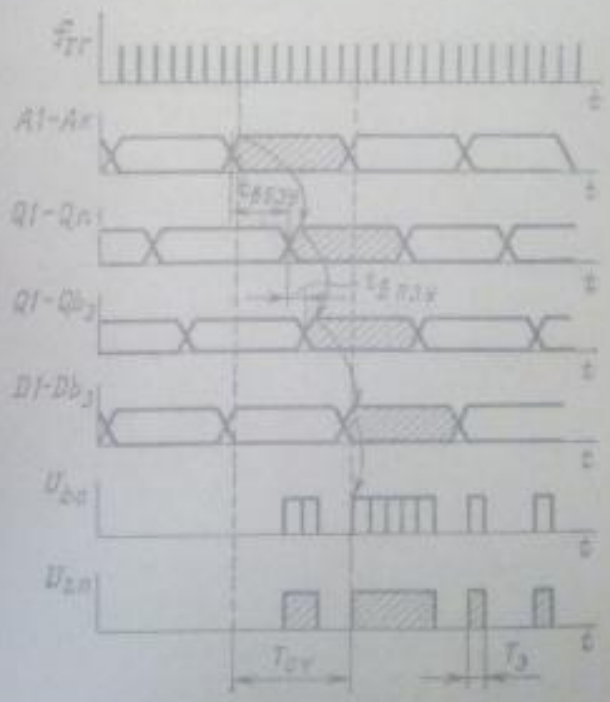


Рис. 2.6. Временные диаграммы преобразования кодов в буквенно-цифровые СОИ

трицы по горизонтали, $T_э = 1/f_{тт}$. На рис. 2.6 показана последовательность преобразования информации в режиме регенерации изображения. После установки адреса на входах БЗУ ($A1—Ak$) информация ($Q1—Qn$) на его выходе установится через время выборки БЗУ ($t_{вБЗУ}$). Код ($Q1—Qn$) является входным для ПЗУ знакогенератора, на выходе которого установится информация через время выборки ПЗУ ($t_{вПЗУ}$). После установления информации на выходе ПЗУ ее можно переписать параллельно в регистр $P_г$ по входам ($D1—Db_э$) и приступить к адресации следующего знака. Одновременно производят последовательный вывод информации, записанной в регистр. На рис. 2.6 сигналы $U_{вс}$; $U_{Zп}$ показаны для случая считывания первого ряда матрицы знаков A, T, N.

За время считывания ряда матрицы одного знака ($b'_э$ тактов) и формирования пробела ($b'_п$ тактов) на выходе ПЗУ должен установиться код следующего знака. Следовательно, необходимо обеспечить выполнение условия

$$(t_{вБЗУ} + t_{вПЗУ}) \leqslant (b_э' + b_п')/f_{тт} = (1 - \alpha_Z)\beta_г/(N_{э\,тс} f_Z). \qquad (2.2$$

Адресация номера знакоместа в текстовой строке на рис. 2.5 осуществляется с помощью счетчика знакомест $Сч_{зн}$, содержимое которого изменяется на единицу после формирования $b'_э$ элементов знака и промежутка между знаками $b'_п$ на одной телевизионной строке. Счетчик знакомест управляется импульсами с выхода устройства синхронизации, следующими с частотой

$$f_{зн} = f_{тт}/(b'_э + b'_п). \qquad (2.24)$$

Емкость счетчика $Сч_{зн}$ должна быть равна числу знаков в текстовой строке $N_{э\,тс}$.

После формирования всех элементов знаков, расположенных на одной телевизионной строке, осуществляется формирование элементов следующей ТВ-строки. Номер ряда матрицы задается счетчиком $СчZ$, управляемым частотой строчной развертки f_Z, которую определяют как

$$f_Z = f_{тт}\beta_г(1 - \alpha_Z)/[(b'_э + b'_п)N_{э\,тс}]. \qquad (2.25)$$

Емкость счетчика $СчZ$ выбирают равной $(h'_э + h'_п)$. После опроса $h'_э$ строк формируется полная текстовая строка. Далее в течение $h'_п$ строк устройство синхронизации запрещает съем информации с ПЗУ. Импульсом переполнения счетчика $СчZ$ изменяется на единицу содержимое счетчика текстовых строк $Сч_{тс}$, который управляет старшими ($k—r$) разрядами БЗУ. После формирования всех $N_{тс}$ текстовых строк процесс формирования повторяется с частотой кадров $f_к$ (или полей $f_п$).

Формирование телевизионного растра осуществляется с помощью блока развертки (БР), осуществляющего развертку по строкам, синхронизируемую частотой f_Z, и развертку по кадрам (полям), синхронизируемую частотой $f_к(f_п)$. Для прогрессивной развертки частота $f_к$ формируется путем деления частоты строчной развертки на Z. Так как при чересстрочной развертке в каж-

дом поле содержится дробное число $Z/2$ строк, то для получения целочисленного значения коэффициента деления делителя частоты на вход делителя с коэффициентом, равным числу строк в двух полях, подают удвоенную частоту строк $2f_z$. В том случае, если требуется микширование знаковой информации с изображением, получаемым по телевизионному каналу, в качестве опорных сигналов используются синхроимпульсы строчной и кадровой разверток, а тактовую частоту $f_{тг}$ получают умножением частоты f_z на $n1 \times n_2$ или принудительной подстройкой частоты $f_{тг}$ в соответствии с зависимостью (2.25) системой регулирования.

§ 2.4. Графические СОИ телевизионного типа

Графические СОИ предназначены для формирования графической информационной модели (ГИМ). Они широко применяются в качестве терминальных устройств ЭВМ для вывода результатов обработки информации в форме графиков, схем, диаграмм, гистограмм и т. п. в системах автоматизированного проектирования интегральных схем, радиоэлектронной и другой аппаратуры, в системах управления космическими полетами, управления производством и технологическими процессами.

Графические информационные модели могут быть статическими и динамическими. *Статическая* модель не меняется при восприятии ее оператором. В *динамической* модели часть или все изображение изменяется в процессе восприятия оператором. Формирование ГИМ заключается в синтезе модели из отдельных элементов отображения. Используемые ЭО определяют способ аппроксимации ГИМ и соответственно способ кодирования информационной модели и структуру СОИ. По типу используемых ЭО различают СОИ с точечными ЭО, называемые часто полиграфическими и с укрупненными графическими элементами—графемами, называемые часто СОИ с ограниченной графикой или квазиграфическими. *Графические* СОИ *с укрупненными графическими элементами* используют ограниченный набор графем, формируемых в пределах графического знакоместа (см. рис. 1.2). Графемы кодируются подобно знакам. При этом в информационное слово вводится дополнительный разряд, позволяющий отличать код знаков от кода графических элементов. Таким образом, структурная схема квазиграфических СОИ принципиально не отличается от структурной схемы буквенно-цифровых СОИ, представленной на рис. 2.5.

Преобразователь кода графической информационной модели содержит ПЗУ, хранящее информацию о графике всех графем, входящих в алфавит, который определяется характером отображаемой информационной модели и требуемой точностью ее аппроксимации. Так, для воспроизведения различных графиков в алфавит могут входить отрезки прямых и кривых второго порядка. Для отображения диаграмм, географических карт и т. д. алфавит должен быть дополнен двумерными элементами.

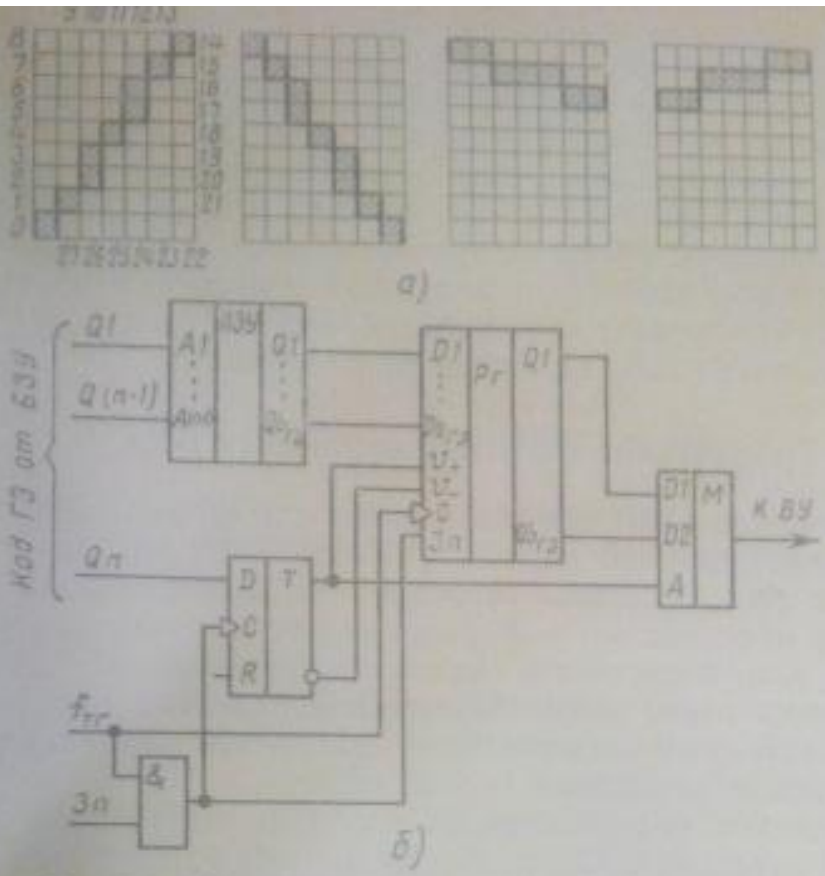


Рис. 2.7. Формирование графических элементов:
а — примеры графем; *б* — структурная схема графогенератора

Емкость ПЗУ преобразователя кода ГИМ определяется условием

$$C_{\text{ПЗУ}\Gamma} \geqslant N_{\text{а}\Gamma\text{э}} h'_{\Gamma\text{э}} b'_{\Gamma\text{э}}, \qquad (2.26)$$

где $N_{\text{а}\Gamma\text{э}}$ — основание кода алфавита графических элементов; $h_{\Gamma\text{э}}'$ и $b_{\Gamma\text{э}}'$ — относительные размеры матрицы по вертикали и горизонтали.

Для кусочно-линейной аппроксимации контурных графических моделей широко используется набор отрезков прямых, проходящих через точки, расположенные по периметру знакоместа. Графика некоторых таких отрезков показана на рис. 2.7, а аппроксимация ими кривой — на рис. 1.2. Для представления ГИМ совокупностью графем транслирующая программа ЭВМ обеспечивает предварительную разбивку изображения на отдельные фрагменты, по формату и положению соответствующие знакоместам. Затем производится идентификация каждого фрагмента с наиболее подходящей графемой и выдается в СОИ ее код.

Анализ рис. 2.7,*а* показывает, что одна половина используемых графем является зеркальным отображением другой. Это позволяет вдвое снизить объем ПЗУ графогенератора, занося в него информацию только о начертании половинного количества графических элементов. Графемы, соответствующие зеркальным отображениям, получают при обратном порядке считывании рядов матрицы. Один из вариантов реализации этого решения показан на рис. 2.7,*б*.

Старший разряд кода графических элементов *Qn* определяет, к какому, прямому или отраженному, типу относится формируемая графема. Сигнал *Qn*

подается на информационный вход D-триггера, а остальные $n-1$ разрядов — на адресные входы ПЗУ знакогенератора. Запись b'_{ra}-разрядного кода одной строки графемы в параллельно-последовательный регистр P_r осуществляется сигналом $Зп$ в начале каждого знакоместа. По этому же сигналу заносится значение Qn в D-триггер. В соответствии с состоянием этого триггера по входам v_+ и v_- осуществляется управление направлением последовательной выборки информации, записанной в регистр P_r (начиная с младшего разряда для прямых и со старшего — для отраженных графем). Соответственно, мультиплексором M осуществляется коммутация выходов регистра. При такой структуре предъявляются жесткие требования к быстродействию регистра и мультиплексора:

$$t_{DPr} + t_{DM} \leq T_a, \tag{2.27}$$

где t_{DPr} и t_{DM} — время на задержки включения регистра и мультиплексора M.

Недостатком метода графических элементов является недостаточно высокая точность аппроксимации ГИМ, обусловленная ограниченным набором ГЭ и их фиксированным положением на информационном поле. Этот недостаток частично устраняется путем организации независимых символьных и графических знакомест. Следует отметить, что уменьшение размера знакомест связано с увеличением их количества на информационном поле и, следовательно, с увеличением информационной емкости БЗУ. В то же время уменьшение размера графического знакоместа приводит к уменьшению информационной емкости ПЗУ графогенератора. К недостатку метода укрупненных графических элементов следует также отнести необходимость специальных транслирующих программ при выводе графической информации с ЭВМ.

Принцип формирования цветной графической информационной модели в квазиграфических и буквенно-цифровых СОИ иллюстрируется функциональной схемой рис. 2.8. С буферного запоминающего устройства n_a-разрядный код знака или графического элемента поступает на вход знакогенератора. Сигналы, определяющие контур знака, с его выхода поступают на один из входов трех видеоусилителей: ВУR, ВУG, ВУB. По этим входам видеоусилители либо полностью запираются, либо отпираются. Амплитуда напряжения на их выходах определяется аналоговыми сигналами $r'R$, $g'G$, $b'B$, которые формируются преобразователями ПКR, ПКG, ПКB путем преобразования n_a-разрядного кода цветности с выхода БЗУ. Уровни сигналов $r'R$, $g'G$, $b'B$ определяются в соответствии с уравнением (1.3). Усиленные видеосигналы поступают на управляющие входы цветных ЭЛТ. В однопрожекторных цветных ЭЛТ, управляемых ускоряющим напряжением

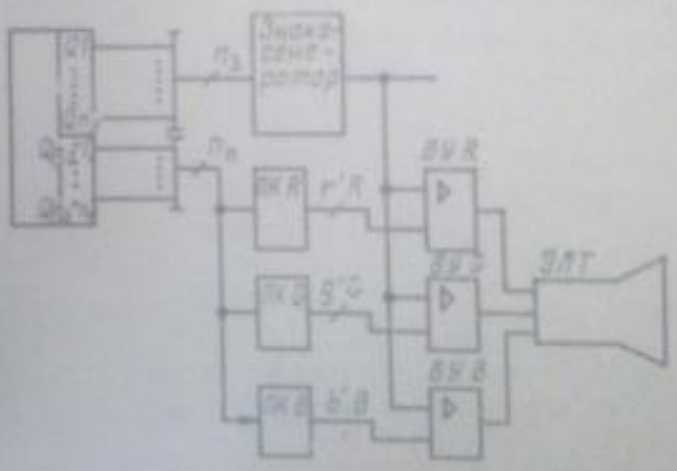


Рис. 2.8. Функциональная схема формирования цветной ИМ в телевизионных СОИ

или плотностью тока, используется один преобразователь кода цветности. Возможна передача к видеомонитору не трех сигналов, а одного полного, закодированного по системе SECAM, использующейся в цветном телевидении. Однако невысокая цветовая разрешающая способность, проявляющаяся в размытости переходов цветов, ограничивает применение в СОИ последнего способа.

СОИ полиграфического типа с точечными элементами отображения являются наиболее перспективными графическими средствами отображения ввиду их универсальности, принципиально допустимой высокой точности аппроксимации отображаемых информационных моделей, возможности координатного задания элементов отображения. В СОИ этого типа индикатор на ЭЛТ дополняется внешней памятью, называемой «памятью образов», или вспомогательным буферным запоминающим устройством ВБЗУ для записи, хранения и вывода информации о состоянии каждого ЭО информационного поля. Информация в ВБЗУ заносится побитно для каждой точки. Следовательно, при записи организация памяти ВБЗУ задается условием

$$C_{\text{ВБЗУ}_{\text{ч}}} \geqslant N_{\text{эс}} N_{\text{эв}}, \tag{2.28}$$

где $N_{\text{эс}}$, $N_{\text{эв}}$ — число ЭО информационного поля по горизонтали (строке) и вертикали. Если требуется формирование цветного или полутонового изображения, то для каждого ЭО необходим $n_{\text{ц}}$-разрядный код признаков. В этом случае

$$C_{\text{ВБЗУ}} \geqslant N_{\text{эс}} N_{\text{эв}} n_{\text{ВБЗУ}_{\text{ц}}}. \tag{2.29}$$

Увеличение числа точечных ЭО приводит, с одной стороны, к повышению точности аппроксимации ГИМ, с другой — требует увеличения информационной емкости и быстродействия ВБЗУ и соответственно усложняет и удорожает СОИ. Число точечных элементов отображения, формируемых по вертикали, можно определить по (2.3), а по горизонтали — по (2.7). Адресация ячеек памяти ВБЗУ организуется по двухкоординатному принципу: n_{AX}-адресных разрядов определяет номер ЭО в строке ($n_{AX} \geqslant [\log_2 N_{\text{эс}}]$), n_{AY}-разрядов — номер строки информационного поля ($n_{AY} \geqslant [\log_2 N_{\text{эв}}]$). Таким образом, графическая информационная модель при записи в ВБЗУ задается совокупностью координат точек, входящих в формируемое изображение. Этот массив данных может выдаваться непосредственно от ЭВМ. В этом случае отсутствует необходимость включения в СОИ БЗУ и ПКИМ. Однако такой способ неэффективен, так как при выводе точек ЭВМ не может выполнять других действий. Для сокращения объема информации, получаемой из ЭВМ, выводятся не координаты всех ЭО ГИМ, а последовательность команд и данных, определяющих порядок формирования ГИМ. Этот массив данных, называемый дисплейным файлом, вводят в БЗУ СОИ. При формировании контурной ГИМ дисплейный файл формируют как совокупность начальных и конечных координат отрезков прямых, аппроксимирующих график. При этом для кодирования каждого

отрезка требуется информационная емкость не менее $2(n_{AX}+n_{AY})$ бит.

Так, при числе ЭО $N_{эс}=N_{эв}=512$ ($n_{AX}=n_{AY}$) формат дисплейного файла для кодирования одного вектора может быть следующим (табл. 2.1).

Таблица 2.1

Разряды	
номер	назначение
0	Z—яркость (включено—выключено)
1—9	$X_н$ — координаты начальной точки
10—18	$Y_н$ — координаты начальной точки
19—27	$X_к$ — координаты конечной точки
28—36	$Y_к$ — координаты конечной точки

Наличие единицы в разряде яркости означает видимую линию. Таким образом, если разрядность информационного слова ИИ равна 1 байт, то для задания одного вектора требуется 5 байт.

Если ГИМ представляют непрерывные кривые, то объем дисплейного файла можно сократить, задавая координату лишь одной точки, которая является конечной для формируемого отрезка прямой и начальной для последующего. Сокращение дисплейного файла достигается также, если задаются координаты начальной точки ГИМ, а затем приращения координат ΔX и ΔY. Координаты промежуточных точек отрезков прямых определяются вводимыми в СОИ генераторами векторов. Последние совместно с ВБЗУ играют роль ПКИМ и выполняются либо аппаратно с использованием жесткой логики, либо на базе программно-перестраиваемого вычислительного устройства — дисплейного процессора.

Пример 2.5. Определить коэффициенты использования телевизионного растра $\beta_г$ и $\beta_в$ в частоту тактового генератора $f_{тг}$, если требуется дискретизировать информационное поле с числом ЭО по строке $N_{эс}=512$ и вертикали $N_{эв}=512$ при использовании стандартного ТВ-растра, $k_ф=4:3$.

Так как стандартный ТВ-растр имеет число строк $Z=625$, то 512 элементов по вертикали можно получить только при $l=1$. Преобразовав формулу (2.3), получим $\beta_в=512/((625\cdot0{,}92)=0{,}89$.

Квадратная форма информационного поля обеспечится при $\beta_г=\beta_в/k_ф=0{,}89\cdot3/4=0{,}67$.

Частоту тактового генератора устройства синхронизации определяем в соответствии с выражением (2.22): $f_{тг}=(512\cdot15\,625)/(0{,}82\cdot0{,}67)=14{,}6$ МГц.

Использовав формулу (2.6), находим верхнюю граничную частоту видеоусилителя $f_в\geqslant7{,}3$ МГц, что превышает полосу пропускания стандартного видеоусилителя.

Уменьшить требуемую частоту задающего генератора $f_{тг}$ без уменьшения числа ЭО в строке можно, увеличивая коэффициенты использования ТВ-растра по строке с последующей компенсацией возникающего отклонения формы ЭО от квадратной, т. е. регулируя размер ТВ-растра по вертикали и горизонтали.

Для обеспечения значения $f_в=6{,}5$ МГц $f_{тг}$ должно быть 13 МГц, а из (2.22) следует выбирать $\beta_г=0{,}75$.

Сформированное в соответствии с расчетом информационное поле показано на рис. 2.9.

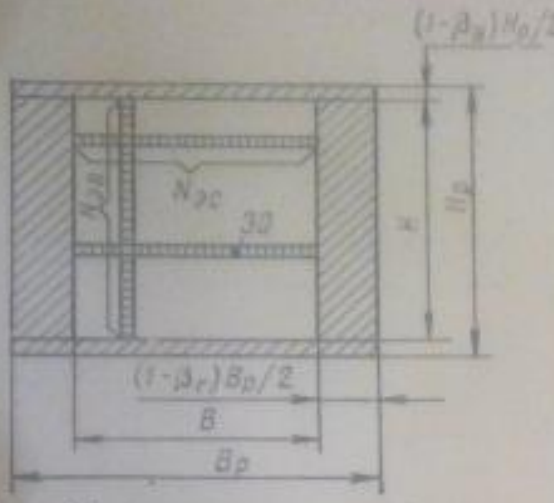


Рис. 2.9. Формирование информационного поля СОИ

На рис. 2.10 приведена структурная схема графического СОИ с генератором векторов (ГВ). При записи информации в ВБЗУ адресация ячеек памяти осуществляется с помощью адресных счетчиков записи *Сч AWX* и *Сч AWY*, в которые из БЗУ заносятся коды начальных координат ($X_н$; $Y_н$) отрезка прямой. Кроме того, в ГВ и БЗУ вместе с ($X_н$; $Y_н$) заносятся коды конечных координат отрезка ($X_к$; $Y_к$). Затем с помощью ГВ формируются координаты промежуточных точек и по полученным адресам заносятся в ВБЗУ логические единицы. При регенерации изображения мультиплексорами M_X и M_Y осуществляется передача адресации ВБЗУ адресным счетчиком регенерации *Сч ARX* и *Сч ARY*. На счетный вход счетчика *Сч ARX* от устройства синхронизации подаются импульсы с частотой $f_{тт}$, что обеспечивает синхронизацию считывания информации ВБЗУ с движением электронного луча по телевизионной строке. Содержимое счетчика *Сч ARY* увеличивается на единицу при прохождении l телевизионных строк, что обеспечивает синхронизацию считывания информации по вертикали. БЗУ в приведенной схеме осуществляет функции приема дисплейных файлов от источника информации, их хранения и передачи в ГВ. В режиме регенерации БЗУ не участвует, что снижает требования к его быстродействию.

Генераторы векторов (ГВ) осуществляют интерполяцию про-

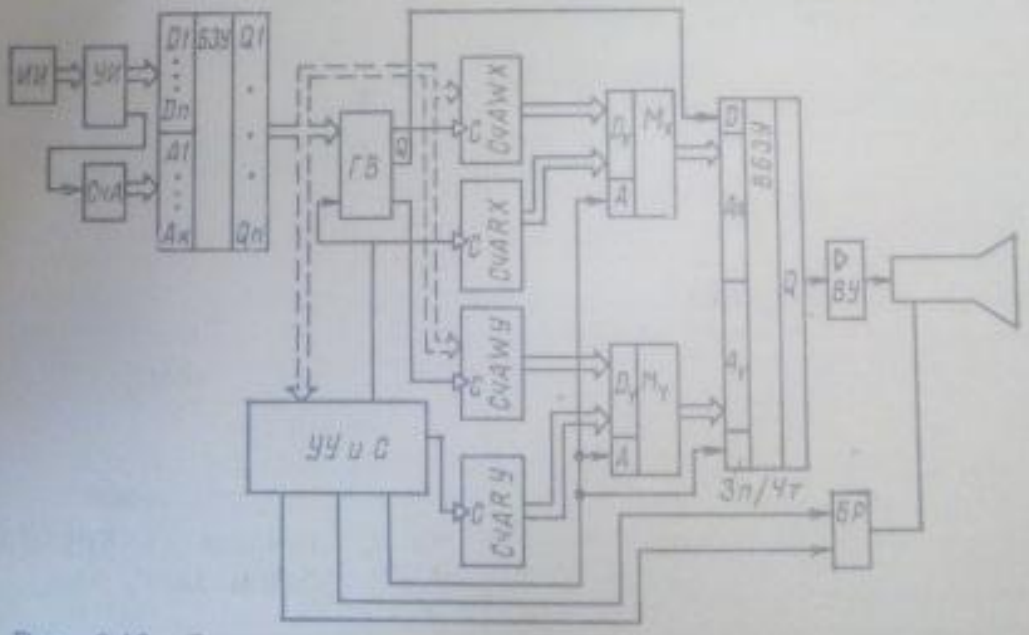


Рис. 2.10. Структурная схема полиграфического телевизионного СОИ

межуточных точек отрезка прямой, заданной начальными и конечными координатами. Уравнение отрезка прямой между точками с координатами $(X_н; Y_н)$ и $(X_к; Y_к)$ может быть задано как

$$Y=Y_н+(X-X_н)\,[(Y_к-Y_н)/(X_к-X_н)],$$

или

$$Y=Y_н+\int_{X_н}^{X_к}\frac{Y_к-Y_н}{X_к-X_н}\,dX.$$

В дискретной форме это уравнение можно представить так:

$$\left.\begin{aligned} Y_i&=Y_н+\sum_1^i \Delta X_i\,\frac{Y_к-Y_н}{X_к-X_н},\\ 1&\leqslant i\leqslant (X_к-X_н)/\Delta X. \end{aligned}\right\} \qquad (2.30)$$

где

Приращение адресной координаты берется единичным: $\Delta X_i=1$. Учитывая целочисленный характер величины Y_i, дробный характер отношения $(Y_к-Y_н)/(X_к-X_н)$ при $(X_к-X_н)>(Y_к-Y_н)$ и равенство $\Delta X_i=1$, уравнение (2.30) можно представить в виде

$$Y_i=Y_н+INT\left(\sum_1^i (Y_к-Y_н)/(X_к-X_н)\right), \qquad (2.31)$$

где INT (...) означает, что берется целая часть результата, полученного в круглых скобках.

Погрешность аппроксимации ΔY, обусловленная дискретностью значений Y и X, при использовании (2.31) лежит в пределах $0\leqslant \leqslant\Delta Y\leqslant 1$, т. е. погрешность дискретности может достигать единицы квантования и всегда одного знака (аппроксимирующая линия полностью ниже аппроксимируемой). Эту погрешность можно уменьшить вдвое, сместив на $^1/_2$ уровень отсчета. Тогда

$$Y_i=Y_н+INT\left(1/2+\sum_1^i \frac{Y_к-Y_н}{X_к-X_н}\right) \qquad (2.32)$$

и погрешность дискретности $-1/2\leqslant\Delta Y\leqslant 1/2$.

Поскольку реализация операции непосредственного деления приводит либо к аппаратному усложнению, либо к увеличению временных затрат, при использовании программных средств применяют алгоритм решения уравнения (2.32) с заменой операции деления другими действиями. Примером является алгоритм цифрового дифференциального анализатора (ЦДА), структурная схема которого приведена на рис. 2.11. В основе его лежит определение дискретного приращения ΔY_i при единичном дискретном приращении ΔX_i. Анализ выражения (2.32) показывает, что

$$\Delta Y_i=Y_i-Y_{i-1}=INT\left(^1/_2+\frac{Y_к-Y_н}{X_к-X_н}+r\right), \qquad (2.33)$$

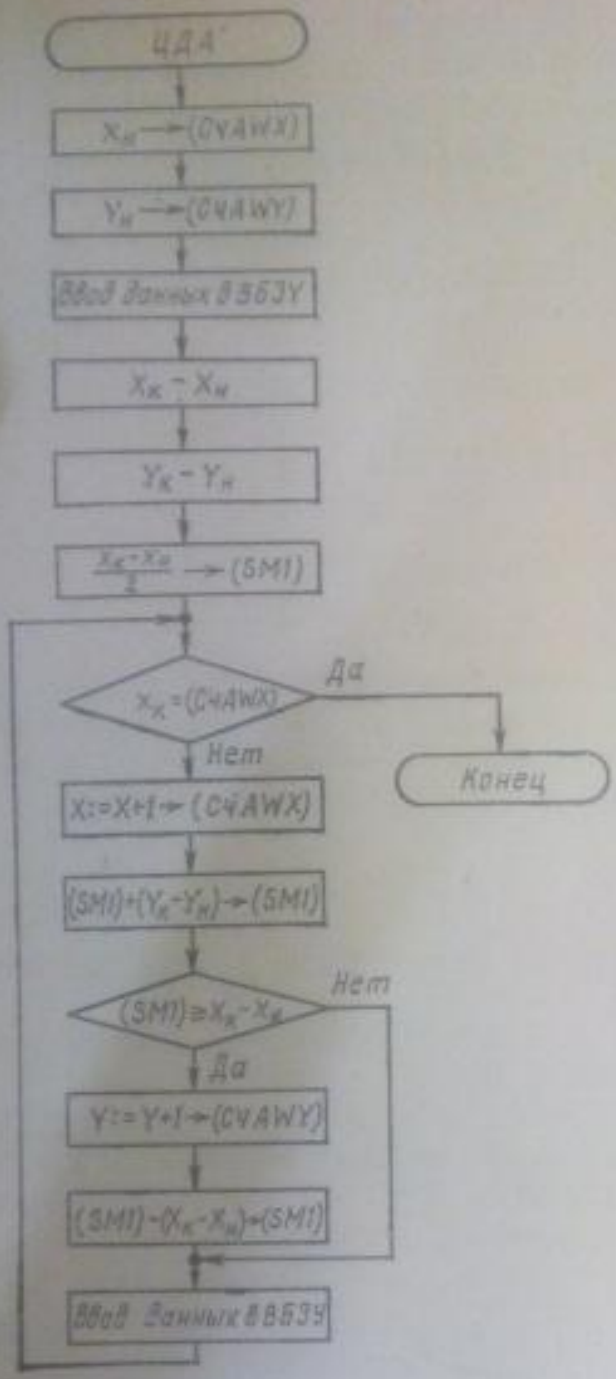


Рис. 2.11. Блок-схема алгоритма работы генератора векторов, работающего по принципу цифрового дифференциального анализатора:

SM — сумматор; *Сч AWX*; *AWY* — счетчики адреса записи

где r — погрешность координаты Y_{i-1}; $(r+1/2)$ определяется дробной частью результата в скобках (2.32).

В соответствии с (2.33) можно сделать вывод, что $\Delta Y_i=1$ в том случае, если

$$(Y_к-Y_н)+R \geqslant (X_к-X_н), \quad (2.34)$$

где

$$R=r(X_к-X_н)+(X_к-X_н)/2.$$

Аппаратурно проверка условия (2.34) может быть выполнена с помощью сумматора *SM1* и компаратора кодов. Интерполяцию координат промежуточных точек отрезка прямой по алгоритму ЦДА рассмотрим на примере.

Пример 2.6. Произвести интерполяцию промежуточных точек прямой, заданной координатами ($X_н=2$, $Y_н=1$, ($X_к=12$, $Y_к=5$).

1. В соответствии с алгоритмом отмечаем начальную точку с координатами $X_н$; $Y_н$ (рис. 2.12).

2. Определяем $(X_к-X_н)=10$ и $(Y_к-Y_н)=4$.

3. Даем единичное приращение по координате X: $X_1=2+1=3$ и производим суммирование значения $^{10}/_2+4=9$, сравнивая полученное значение с $(X_к-X_н)=10$. Так как условие (2.34) не выполняется, то $\Delta Y_1=0$. Отмечаем точку с координатами $X_1=3$; $Y_1=1$ ($R=9$).

4. Даем приращение по координате X: $X_2=3+1=4$, производим суммирование предыдущего результата со значением $(Y_к-Y_н)=4$, получаем в результате 13, условие (2.34) выполняется. Следовательно, $\Delta Y_2=1$. Отмечаем точку с координатами $X_2=4$; $Y_2=2$. Вычитаем из полученной суммы 10, получаем остаток $R=3$.

5. Продолжаем операции в соответствии с алгоритмом до значения $X=X_к=12$. Полученная аппроксимация показана на рис. 2.12, из которого видно, что отклонение аппроксимирующих точек от прямой не превышает половины единицы дискретности.

Следует отметить, что формулы (2.30)—(2.34) и блок-схема алгоритма справедливы только для условия, когда $|Y_к-Y_н|<|X_к-X_н|$. При нарушении этого условия выражение (2.32) следует заменить на

$$X_1 = X_н + INT\left(1/2 + \sum_i^t \frac{X_к - X_н}{Y_к - Y_н}\right). \quad (2.35)$$

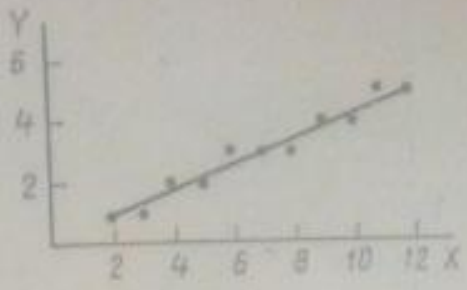


Рис. 2.12. Аппроксимация отрезка прямой точечными ЭО

Следовательно, блок-схему алгоритма рис. 2.11 надо дополнить операцией проверки условия sign ($|Y_к - Y_н| - |X_к - X_н|$), в зависимости от выполнения которого осуществляется выбор уравнения (2.32) или (2.35) (sign обозначает знак результата в круглых скобках). Кроме того, необходимо также проверить значения функций sign ($X_к - X_н$) и sign ($Y_к - Y_н$), которые определяют направления приращения координат X и Y. При положительном значении указанных функций адресные счетчики работают в режиме суммирования, а при отрицательном знаке — в режиме вычитания.

§ 2.5. СОИ полиграммно-растрового типа

Растр в полиграммно-растровых СОИ представляет совокупность некоторых обобщенных фигур-полиграмм, расположенных в пределах знакоместа. Иными словами, независимо от конфигурации конкретного знака электронный луч в пределах знакоместа описывает одну и ту же фигуру-полиграмму, которую можно рассматривать как совокупность укрупненных элементов отображения — сегментов полиграммы (СП). Конкретный знак формируется путем подсвета тех сегментов, которые входят в контур этого знака. Следовательно, полиграмма должна включать укрупненные элементы всех знаков алфавита. Как отмечалось ранее, для формирования арабских цифр достаточна 7-сегментная полиграмма рис. 2.13,*а*. Для формирования букв русского и латинского алфавитов может быть использована 19-сегментная полиграмма, изображенная на рис. 2.13,*б*. Формирование требуемого растра обеспечивается функциональной зависимостью между сигналами отклонения X и Y $Y=f(X)$ или в параметрической форме функциями от безразмерного аргумента $k=[t/T_{сп}]$ ($T_{сп}$ — период формирования сегмента полиграммы):

$$Y=f_1[k];\ X=f_2[k]. \quad (2.36)$$

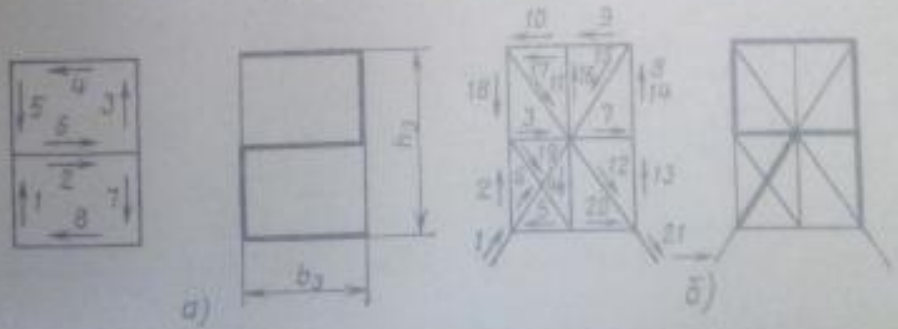


Рис. 2.13. Принцип формирования знаков в полиграммно-растровых СОИ:
а — из 7-сегментной; *б* — из 19-сегментной полиграмм

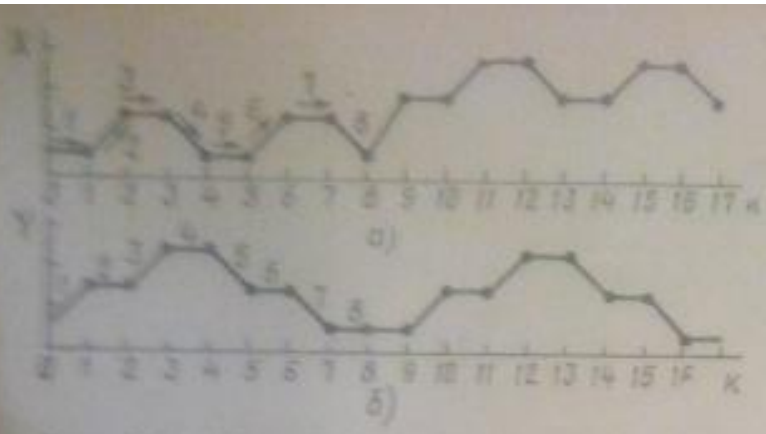


Рис. 2.14. Временные диаграммы отклоняющих сигналов X, Y при формировании 7-сегментной полиграммы

На рис. 2.14, *а*, *б* показаны временные диаграммы для отклоняющих сигналов, формирующих 7-сегментную полиграмму (рис. 2.13,*а*). На рис. 2.15 приведена структурная схема СОИ полиграммно-растрового типа. Реализация уравнений (2.36) для формирования растра осуществляется преобразователями кодов *ПКХ* и *ПКУ*, преобразующими код номера сегмента полиграммы от счетчика сегментов $Сч_{сп}$ в код уровня отклоняющих сигналов, подаваемый на вход цифроаналоговых преобразователей *ЦАПХ*; *ЦАПУ*.

Таким образом, преобразователи кодов ПК*X* и ПК*Y* преобразуют d-разрядный код с выхода счетчика сегментов $Сч_{сп}$ соответственно в m_X- и m_Y-разрядный код управления цифроаналоговыми преобразователями ЦАП *X* и ЦАП *Y*:

$$d=[\log_2 N_{сп}];\ m_X=[\log_2 N_{упр\,x}];\ m_Y=[\log_2 N_{упр\,y}], \qquad (2.37)$$

где $N_{сп}$ — число сегментов полиграммы; $N_{упр\,x}$; $N_{упр\,y}$ — число уровней сигналов *X* и *Y*.

Счетчик $Сч_{сп}$ управляется импульсами тактового генератора *ТГ*, следующими с частотой $f_{тг}=1/T_{сп}$. Сдвиг уровня напряжения при переходе от одного знакоместа к другому производится ЦАП *X* в соответствии с кодом номера знакоместа с выхода $Сч_{зн}$. Сдвиг уровня напряжения при переходе к новой текстовой строке

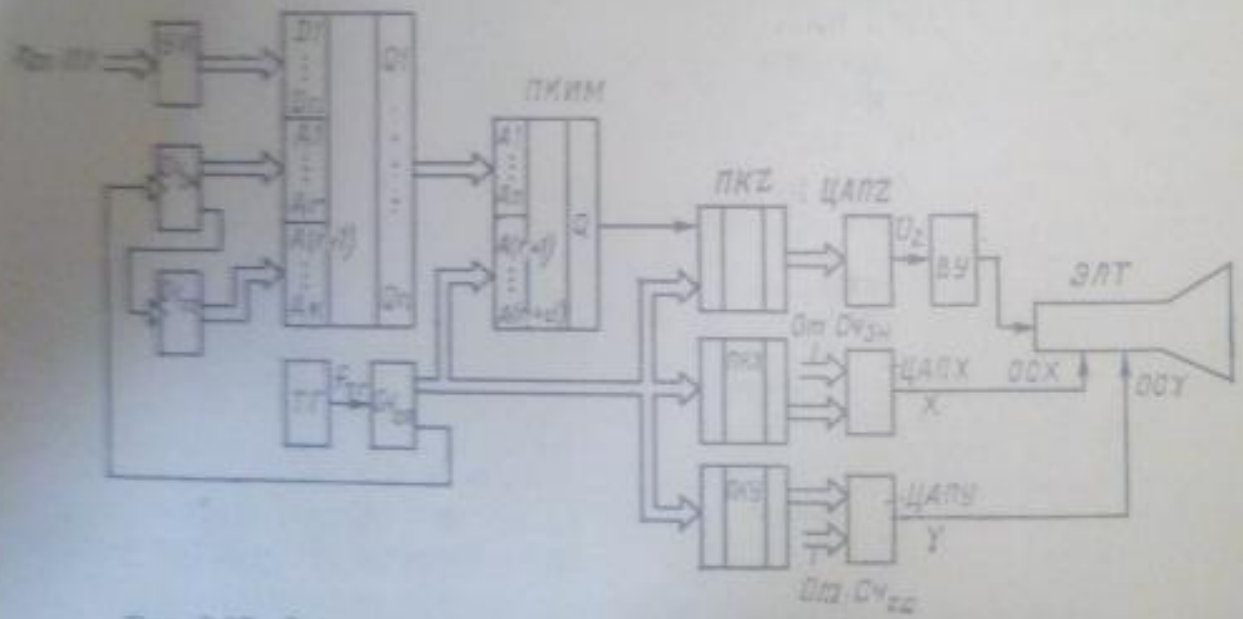


Рис. 2.15. Структурная схема СОИ полиграммно-растрового типа:
ОС X — отклоняющая система по оси X; ОС Y — отклоняющая система по оси Y

производится ЦАП Y в соответствии с кодом номера текстовой строки с выхода $CT_{тс}$.

Информация об отображаемом в данном знакоместе знаке снимается с выхода буферного запоминающего устройства и подается на входы ПКИМ, информационная емкость которого определяется условием

$$C_{ПКИМ} \geqslant N_{зн} N_{сп}. \qquad (2.38)$$

Сигнал с выхода ПКИМ поступает на вход дополнительного преобразователя ПК Z, с помощью которого осуществляется управление яркостью при движении луча по сегментам полиграммы. Как видно из рис. 2.14, длина сегментов полиграммы неодинакова, а время их формирования одинаково, так как задается единым тактовым генератором $ТГ$. Электронный луч, пройдя за одно и то же время разные расстояния при постоянном уровне модулирующего сигнала, сформирует сегменты с различной кажущейся яркостью. Для получения постоянной яркости необходимо изменять уровни модулирующего сигнала U_z в зависимости от длины (номера) сегмента, что и осуществляется преобразователем ПК Z. Преобразователь формирует k комбинаций выходных кодов, соответствующих k различным уровням сигналов модуляции яркости U_z. Для 7-сегментной полиграммы таких уровней должно быть три: 1) соответствующий отсутствию подсветки луча $U_z=0$; 2) соответствующий подсветке горизонтальных СП $U_{z_г}$; 3) соответствующий подсветке вертикальных СП $U_{z_в}=U_{z_г}h_з'/b_з'$.

Преобразование кодов с выхода ПК Z непосредственно в уровни модулирующих сигналов осуществляется цифроаналоговым преобразователем ЦАП Z.

Цифроаналоговые преобразователи ЦАП X; ЦАП Y; ЦАП Z преобразуют код с выходов соответствующих преобразователей в напряжение заданных уровней. При формировании сегментов полиграммы в пределах знакоместа переход от уровня к уровню должен происходить плавно, как показано на рис. 2.14. Для этого ЦАП X и ЦАП Y должны содержать интегрирующие цепи, иначе переход от уровня к уровню происходит ступенчато и полиграмма представлена лишь узловыми точками. Построение отдельных узлов структурной схемы рассмотрим на примерах.

Пример 2.7. Составить структурную схему устройства формирования вертикального отклонения для буквенно-цифрового СОИ с 7-сегментной полиграммой. Система отклонения электронного луча — электростатическая.

В устройство формирования напряжения входит преобразователь кодов ПК Y, цифроаналоговый преобразователь ЦАП Y и усилитель вертикального отклонения. В соответствии с выражениями (2.32) определяем разрядность счетчика сегментов и входов ПК X и ПК Y. Число сегментов, включая сегменты, формируемые при повторном прохождении луча, $N_{сп}=8$. Для указанной полиграммы $N_{упх}=2$; $N_{упу}=3$. Следовательно, $d=3$; $m_x=1$; $m_y=2$.

В соответствии с диаграммой рис. 2.14 составим таблицу истинности для преобразователей ПК Y.

Низкому уровню сигнала Y соответствует QY_2, $QY_1=11$; среднему — $QY_2\times\times QY_1=10$; высокому — QY_2, $QY_1=0,1$. Уровни изменяются в начале формирования очередного СП. Минимизируя логические функции $QY_1=f_1(Q3; Q2; Q1)$ и $QY_2=f_2(Q3; Q2; Q1)$, получаем: $QY_1=\overline{Q3}\cdot\overline{Q1}\vee Q3\cdot Q2\vee Q1\cdot\overline{Q2}$, $QY_2=\overline{Q2}\cdot\overline{Q1}\vee$

Таблица 2.2

Номер сегмента	Код номера сегмента $Q3Q2Q1$	Код уровня сигнала Y QY_2QY_1	Номер сегмента	Код номера сегмента $Q3Q2Q1$	Код уровня сигнала Y QY_2QY_1
1	011	10	5	101	10
2	010	10	6	110	10
3	001	01	7	111	11
4	100	01	8	000	11

$VQ2 \cdot Q1$. Эти выражения могут быть реализованы на базе комбинационных логических схем. Более простую их реализацию можно получить, используя мультиплексоры. На адресные входы мультиплексора подается комбинация сигналов $Q3Q2Q1$, а на его информационные входы—логическая единица или ноль в соответствии с табл. 2.2. Полученная схема преобразователя показана на рис. 2.16.

Преобразование кода QY_2; QY_1 в три уровня осуществляется простейшим цифроаналоговым преобразователем на базе резистивного делителя напряжения и ключей на транзисторах; T_1; T_2. Включение T_1 и T_2 обеспечивает наименьший коэффициент передачи, включение T_1 — средний; включение T_2 — высокий. В качестве интегрирующей цепочки используется простейший RC-фильтр, с выхода которого снимается сигнал Y'.

Сдвиг уровня текстовой строки зависит от ее номера. Следовательно, код с выхода счетчика текстовых строк $Сч_{тс}$ должен подаваться непосредственно на цифроаналоговый преобразователь ЦАП $У$. Ступенчато нарастающее напряжение Y'' с выхода этого преобразователя суммируется аналоговым сумматором Σ с напряжением Y' и подается на вход усилителя вертикального отклонения.

Пример 2.8. Составить структурную схему преобразователя кодов информационной модели (ПКИМ) СОИ с 7-сегментной полиграммой (рис. 2.13,*а*) для формирования цифровой информации ($N_{аз}$=10). Составим таблицу истинности

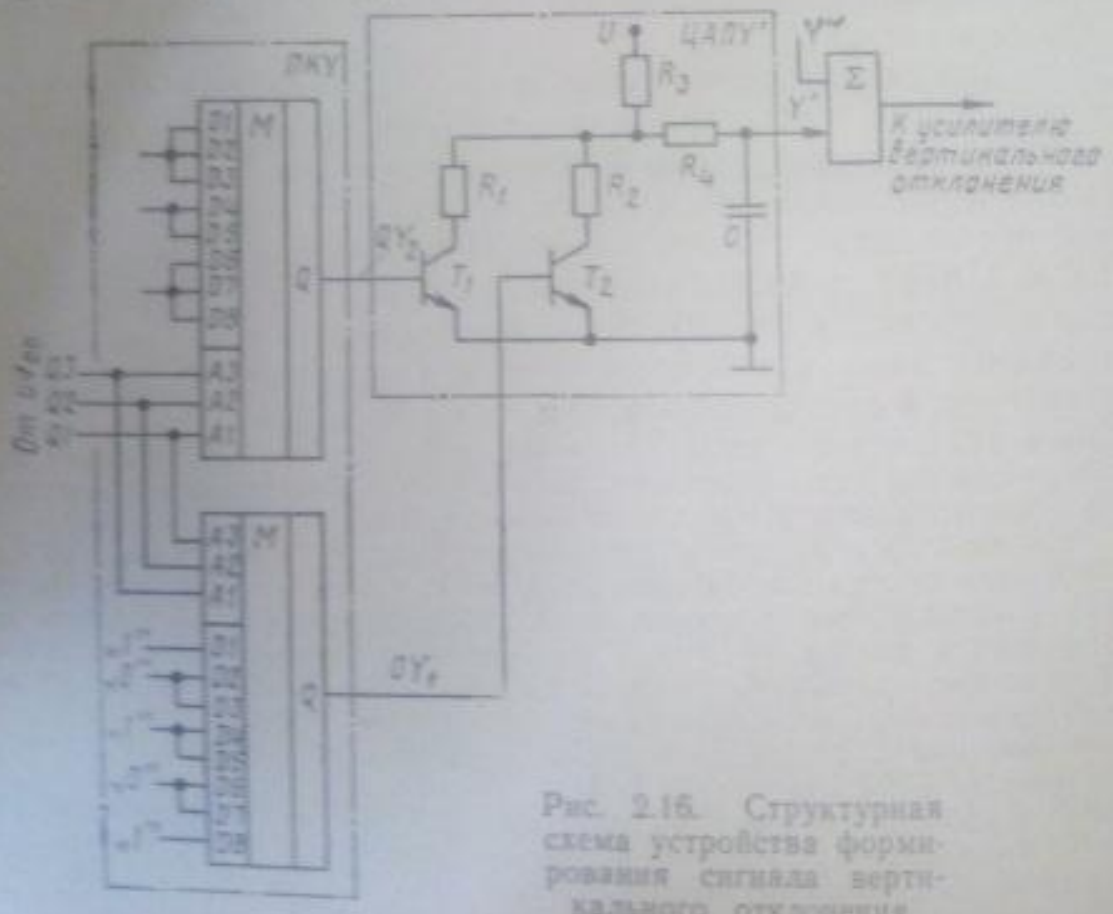


Рис. 2.16. Структурная схема устройства формирования сигнала вертикального отклонения

Таблица 2.3

Знак	Код знака $Q4Q3Q2Q1$	Код сигнала управления подсветкой сегмента полиграммы							
		QZ_1	QZ_2	QZ_3	QZ_4	QZ_5	QZ_6	QZ_7	QZ_8
0	0000	1	0	1	1	1	0	1	1
1	0001	0	0	1	0	0	0	1	0
2	0010	1	1	1	0	0	0	0	1
3	0011	0	1	1	1	0	0	1	1
4	0100	0	1	1	0	1	0	1	0
5	0101	0	1	0	1	1	0	1	1
6	0110	1	1	0	1	1	0	1	1
7	0111	0	0	1	1	0	0	1	0
8	1000	1	1	1	1	1	0	1	1
9	1001	0	1	1	1	1	0	1	1

(табл. 2.3) для формирования функций $QZ_i=F(Q4; Q3; Q2\cdot Q1)$, где QZ_i — код сигнала управления подсветкой i-го сегмента полиграммы; $Q4$; $Q3$; $Q2$; $Q1$ — двоично-десятичный код цифр.

Информационная емкость ПКИМ в соответствии с выражением (2.38) равна $C_{ПКИМ}=10\times7=70$ бит (сегмент № 6, соответствующий повторному прохождению луча, всегда должен быть погашен). Так же как в телевизионных СОИ, ПКИМ выполняют обычно с использованием ППЗУ с организацией $N_{сл}\times N_{сп}$, т. е. с $N_{сп}$-разрядным выходом. Параллельный $N_{сп}$-разрядный код преобразуется в последовательный код управления подсветкой луча с помощью параллельно - последовательного регистра Pr. Следовательно, для построения ПКИМ требуется программируемое постоянное запоминающее устройство (ППЗУ) с организацией $C_{ПКИМ}=10\times7$ бит. Этому условию могут удовлетворять две схемы БИС ОЗУ накопителей емкостью 16×4. Схема ПК ИМ приведена на рис. 2.17.

В данном случае две БИС ППЗУ можно заменить на стандартный преобразователь двоично-десятичного кода в семиразрядный код управления 7-сегментными знакосинтезирующими индикаторами.

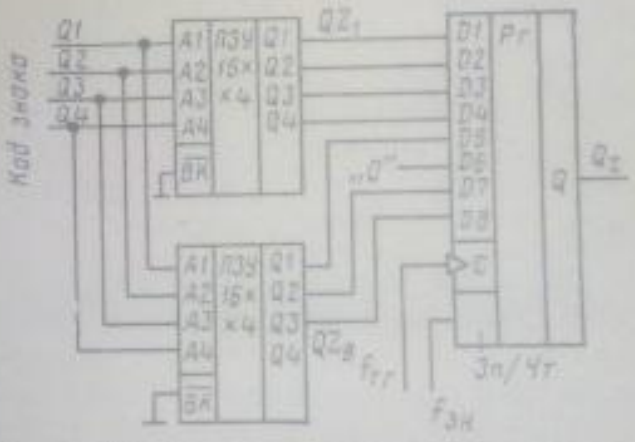
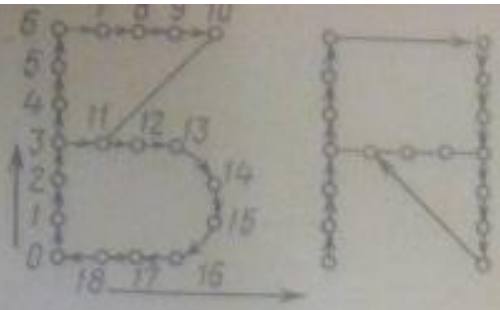


Рис. 2.17. Преобразователь кода цифровой информационной модели полиграммно-растрового СОИ

§ 2.6. СОИ с функциональным способом формирования знаков

Функциональный способ формирования информационной модели характеризуется тем, что траектория движения электронного луча определяется контуром отображаемой модели. Следовательно, при формировании знаков траектория перемещения луча для каждого знака индивидуальна и определяется системой уравнений

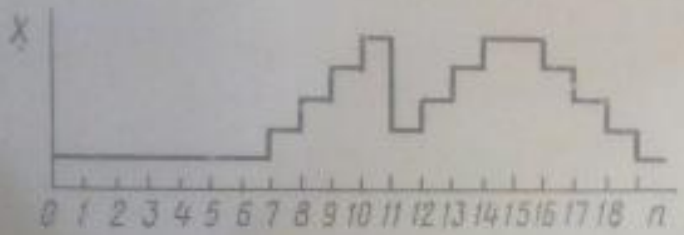
$$\left.\begin{aligned} X(t)&=f_i(t),\\ Y(t)&=\varphi_i(t),\\ Z(t)&=F_i(t),\\ 1\leqslant i&\leqslant N_{зн}. \end{aligned}\right\} \qquad (2.39)$$

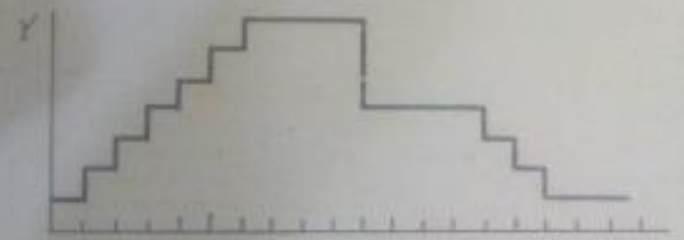


а)

$N_{эо}$	QX_3	QX_2	QX_1	QY_3	QY_2	QY_1
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	1	0
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
11	0	0	1	0	1	1
12	0	1	0	0	1	1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
18	0	0	1	0	0	0

б)





в)

Рис. 2.18. Формирование знака функциональным координатно-точечным методом:

а — аппроксимация буквы Б; б — представление буквы Б координатами ЭО; в — временные диаграммы отклоняющих сигналов

В связи с тем что точная реализация указанных уравнений для сложных контуров знака невозможна, используют различные способы аппроксимации знаков, среди которых наиболее распространены координатно-точечная и кусочно-линейная.

При координатно-точечной аппроксимации используется точечный элемент отображения, положение которого в пределах знакоместа задается двумя координатами X, Y; третья координата Z определяет интенсивность свечения ЭО или его цвет. На рис. 2.18,*а* показано построение букв Б и Н с использованием указанной аппроксимации. Координаты ЭО, входящих в контур Б, показаны на рис. 2.18,*б*. Таким образом, при координатно-точечном представлении преобразователь кодов информационной модели осуществляет преобразование кода знака в последовательность координат ЭО, определяющих его начертание.

Структурная схема СОИ с функциональным способом формирования буквенно-цифровой ИМ приведена на рис. 2.19. ПК ИМ на рисунке реализован на основе ПЗУ и двух цифроаналоговых преобразователей ЦАП X и ЦАП Y. Разрядность кода k координаты X определяется условием $k > [\log_2 b_з']$ ($b_з'$ — размерность знакоместа по горизонтали), разрядность m координаты Y—условием $m > [\log_2 h_з']$ ($h_з'$ — размерность знакоместа по вертикали).

Разрядность r кода координаты Z определяется количеством градаций яркости и цвета. Так как количество ЭО в знакоместе зависит от контура отображаемого знака, то вводится дополнительный разряд OR, определяющий момент окончания формирования знака. Таким образом, разрядность ячейки памяти ПЗУ $n_{\text{ПЗУ}\,\phi} \geqslant m+k+r+1$. Количество ячеек памяти определяется длиной алфавита и максимальным числом ЭО ($N_{\text{эо.з}}$), приходящимся на один знак:

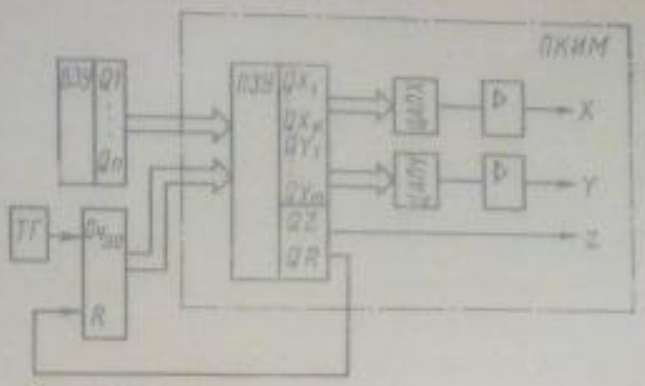


Рис. 2.19. Структурная схема СОИ с функциональным методом формирования знаков

$$N_{\text{ПЗУ}\,\phi} \geqslant N_{\text{зн}} \times N_{\text{эо.з}}. \tag{2.40}$$

Информационная емкость ПЗУ ПКИМ СОИ функционального типа с координатно-точечным представлением знаков

$$C_{\text{ПЗУ}\,\phi} = N_{\text{ПЗУ}\,\phi} \times n_{\text{ПЗУ}\,\phi}. \tag{2.41}$$

При матрице знака 5×7 максимальное число ЭО, входящих в контур, $N_{\text{эо.з}}=30$; $k=m=3$; $r=1$; $C_{\text{ПЗУ}\phi}=N_{\text{зн}}\times30\times8$ бит т. е. на каждый знак требуется около 240 бит информации.

Некоторое уменьшение объема информации, необходимого для формирования знаков, обеспечивается суммированием приращений координат X и Y. При этом для перехода от одного ЭО к другому следует задавать информацию о знаке приращения и его величине. Дальнейшее сокращение информационной емкости ПЗУ ПКИМ достигается при использовании укрупненных элементов, в частности отрезков прямых.

ГЛАВА 3

Особенности построения цифровых узлов средств отображения информации

§ 3.1. Буферные запоминающие устройства буквенно-цифровых СОИ

Буферные запоминающие устройства выполняются как модули ОЗУ с произвольной выборкой на основе полупроводниковых накопителей — БИС ОЗУ Нк, объединяемых в прямоугольную матрицу из m_c рядов по m_p БИС в каждом ряду. Такая организация должна обеспечить требуемое число ячеек памяти ЗУ $N_{\text{зу}}$ и требуемую их разрядность n. В модуль ЗУ входят также схемы согласования выходных и входных информационных и адресных

сигналов и схема дешифратора адреса. Расчет модуля БЗУ производят в такой последовательности.

1. Находят требуемую разрядность n БЗУ в соответствии с выражением (1.29) и требуемое число ячеек памяти $N_{ЗУ}$ в соответствии с выражением (2.19).

2. Определяют требуемое быстродействие в соответствии с (2.23) при учете времени задержки счетчика адресации $t_{D\,сч\,а}$ и схем согласования по адресным входам и информационным выходам $t_{D\,согл}$. Таким образом, время выборки БИС ОЗУ Нк относительно адреса должно быть

$$t_A < \beta_r(1-\alpha_z)/N_{з\,ус} f_z - t_{вПЗУ} - t_{DСчА} - t_{Dсогл}. \qquad (3.1)$$

3. Выбирают тип БИС ОЗУ Нк, обеспечивающий требуемое быстродействие, с информационной емкостью $C_{Нк}=N_{Нк}\times n_{Нк}$, наиболее удовлетворяющей требованиям по емкости и организации памяти БЗУ, при заданных ограничениях по стоимости, потребляемой мощности и критерию доступности.

4. Определяют число ОЗУ Нк в ряду матрицы накопителей m_p, необходимое для получения требуемой разрядности ЗУ:

$$m_p = [n_{ЗУ}/n_{Нк}]. \qquad (3.2)$$

5. Определяют число рядов матрицы накопителей m_c, необходимое для наращивания объема ЗУ с целью получения требуемого количества $N_{ЗУ}$ ячеек памяти:

$$m_c = [N_{ЗУ}/N_{НК}]. \qquad (3.3)$$

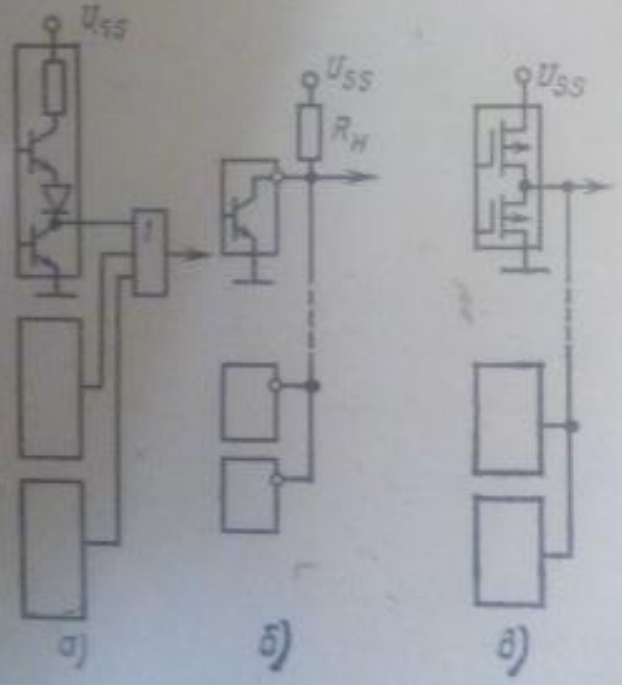


Рис. 3.1. Схемы объединения выходов БИС ОЗУ:

а — с ТТЛ-выходом; *б* — с открытым коллектором; *в* — с тремя устойчивыми состояниями

6. Находят общее количество БИС ОЗУ Нк, входящих в модуль ЗУ:

$$m = m_c m_p. \qquad (3.4)$$

7. Организуют формирование информационных входных и выходных цепей модуля, для чего объединяются все одноименные информационные входы D_i и выходы Q_j m_c-БИС, входящих в один столбец матрицы накопителей. Объединение информационных входов производится непосредственно, объединение же информационных выходов зависит от типа выходных цепей БИС ОЗУ Нк: БИС с ТТЛ-выходами, аналогичными выходами логических элементов ТТЛ, объединяются с помощью логической схемы ИЛИ

(рис. 3.1,*а*), выходы БИС с открытым коллектором объединяются по схеме монтажного ИЛИ (рис. 3.1,*б*), выходы БИС с тремя устойчивыми состояниями объединяются непосредственно (рис. 3.1,*в*).

Для схем, имеющих выходы с открытым коллектором, значение сопротивление нагрузки должно находиться в пределах

$$R_{н\,min} \leqslant R_н \leqslant R_{н\,max}. \qquad (3.5)$$

Максимальное значение $R_{н\,max}$ выбирается из условия, чтобы при формировании сигнала логической единицы падение напряжения (U_{OH}) на резисторе, определяемое протекающими по нему токами, не приводило к недопустимому уменьшению уровня напряжения логической единицы:

$$R_{н\,max} = (U_{SS\,min} - U_{OH\,min}) / (I_{OH} + pI_{1вH} + (m_c - 1) I_{O\,ут}), \qquad (3.6)$$

где $U_{OH\,min}$ — минимально допустимый уровень напряжения логической единицы; $U_{SS\,min}$ — минимальное значение напряжения питания; I_{OH} — выходные токи логической единицы БИС ОЗУ Нк; $I_{1вH}$ — входные токи логической единицы микросхем нагрузки; $I_{O\,ут}$ — выходные токи утечки БИС ОЗУ Нк; p — число входов микросхем нагрузки, подключенных к одному информационному входу. Минимальное значение $R_{н\,min}$ выбирают из условия, чтобы при формировании сигнала логического нуля падение напряжения на резисторе, определяемое протекающим по нему токами, обеспечило допустимый уровень логического нуля:

$$R_{н\,min} = (U_{SS\,max} - U_{OL\,max}) / (I_{OL} - pI_{1вL} + (m_c - 1) I_{O\,ут}), \qquad (3.7)$$

где $U_{OL\,max}$ — максимально допустимый уровень напряжения логического нуля; $U_{SS\,max}$ — максимальное значение напряжения питания; I_{OL} — выходные токи логического нуля БИС ОЗУ Нк; $I_{1вH}$ — входные токи логического нуля микросхем нагрузки;

8. Организуют адресацию ячеек памяти по двухкоординатному принципу — выбор ряда матрицы накопителей осуществляется по входам выбора микросхем *ВК*, выбор же ячейки памяти в ряду — по адресным входам БИС. Для этого одноименные адресные входы A_i всех БИС ОЗУ Нк объединяют. Из $k = \lceil \log_2 N_{ЗУ} \rceil$ адресных разрядов модуля ЗУ $k1 = \log_2 N_{Нк}$ разряд выделяют для адресации ячеек памяти в пределах одного ряда матрицы накопителей, а $k2 = (k - k1)$ старших разрядов — для адресации рядов матрицы. Для реализации последней выбирают дешифратор $k2$-разрядного входного кода. Каждый выход дешифратора подключаются к объединенным входам выбора микросхем *ВК* одного ряда матрицы накопителей.

9. Определяют токовую I_{DL}; I_{DH} и емкостную C_D нагрузки для схем ввода информации в ЗУ с учетом того, что коэффициент разветвления для них определяется числом объединенных информационных входов БИС ОЗУ Нк m_c:

$$I_{DL} = m_c I_{1DL};\ I_{DH} = m_c I_{1DH};\ C_D = m_c C_{1D} + C_{мD}, \qquad (3.8)$$

где I_{IDL}, I_{IDH}, C_{ID} — входные токи логического нуля и логической единицы и входная емкость по одному информационному входу БИС; C_{MD} — монтажная емкость цепи информационного входа.

Для БИС ОЗУ с двунаправленными информационными выводами следует учитывать также входные токи микросхем нагрузки. В этом случае

$$I_{DL}=m_c I_{IDL}+pI_{IL};\ I_{DH}=m_c I_{IDH}+pI_{IH};\ C_D=m_c C_{ID}+C_{MD}+C_{MQ}+pC_I. \quad (3.9)$$

где I_{IL}, I_{IH}, C_I — входные токи логического нуля и логической единицы и входная емкость микросхем нагрузки БЗУ; p — число входов микросхем нагрузки, подключенных к одному выходу БЗУ; C_{MQ} — монтажная емкость цепи информационного выхода.

10. Определяют токовые I_{QL}; I_{QH} и емкостную C_Q нагрузки по информационным выходам БИС Нк. Для схем, имеющих выходные цепи с тремя устойчивыми состояниями,

$$I_{QL}=pI_{IL}+(m_c-1)I_{QУТ};\ I_{QH}=pI_{IH}+ \\ +(m_c-1)I_{QУТ};\ C_Q=m_c C_{QO}+pC_I+C_{MQ}, \quad (3.10)$$

где C_{QO} — выходная емкость одного информационного выхода; C_{MQ} — монтажная емкость цепи информационного выхода; $I_{QУТ}$ — ток утечки невыбранного выхода.

Для микросхем с двунаправленными информационными выводами в качестве нагрузки следует учитывать также токи утечки $I_{OУТ}$ схем ввода информации в БЗУ и их выходную емкость C_{OQ}, так как они при выводе информации остаются подключенными к информационным выводам, но переводятся в высокоимпедансное состояние. В этом случае

$$\left.\begin{aligned} I_{QL}&=pI_{IL}+(m_c-1)I_{QУТ}+I_{OУТ}; \\ I_{QH}&=pI_{IH}+(m_c-1)I_{QУТ}+I_{OУТ};\ C_Q=m_c C_{QO}+pC_I+C_{MQ}. \end{aligned}\right\} \quad (3.11)$$

11. Определяют токовые I_{AL}; I_{AH} и емкостную C_A нагрузки по выходам схем адресации с учетом того, что коэффициент разветвления для них определяют числом БИС ОЗУ Нк в модуле m:

$$I_{AL}=mI_{IAL};\ I_{AH}=mI_{IAH};\ C_A=C_{IA}+C_{MA}, \quad (3.12)$$

где I_{IAL}, I_{IAH}, C_{IA} — входные токи логического нуля и логической единицы и входная емкость одного адресного входа БИС ОЗУ; C_{MA} — монтажная емкость адресной цепи.

12. Находят токовые I_{DCL}; I_{DCH} и емкостную C_{DC} нагрузки на выходы дешифратора, учитывая, что коэффициент разветвления для них определяется числом БИС ОЗУ Нк в ряду матрицы накопителей:

$$I_{DCL}=m_p I_{IBKL};\ I_{DCH}=m_p I_{IBKH};\ C_{DC}=m_p C_{IBK}+C_{MBK}, \quad (3.13)$$

где I_{IBK}; I_{IBK}; C_{IBK} — входные токи логического нуля и логической единицы и входная емкость входа выбора микросхемы BK; C_{MBK} — монтажная емкость цепи выбора микросхем.

Полученные в п. 9—12 нагрузки и емкости должны удовлетворять требованиям технических условий по нагрузке соответствующих микросхем. При несоблюдении этих условий необходимо включать схемы согласования.

13. Рассчитывают потребляемую мощность ЗУ:

$$P_{SS\,ЗУ}=P_{SS\,НК}+P_{SS\,DC}+P_{SS\,согл}. \quad (3.14)$$

где $P_{SS\,НК}$; $P_{SS\,DC}$; $P_{SS\,согл}$ — мощности, потребляемые всеми БИС ОЗУ Нк, дешифратором и схемами согласования. Потребляемая мощность в режиме ЗАПИСИ/СЧИТЫВАНИЯ и в режиме хранения для многих микросхем ЗУ различна. Одновременно в режиме обращения к ЗУ могут находиться m_p БИС ОЗУ Нк, определяющие одну ячейку памяти БЗУ; следовательно,

$$P_{SS\,НК} = m_p P_{SSW/R} + (m - m_p) P_{SSM}. \qquad (3.15)$$

где $P_{SSW/R}$, $P_{SS\,M}$ — мощности, потребляемые БИС ОЗУ в режимах выборки и хранения.

14. Определяют временные параметры модуля БЗУ. Для правильного выполнения функций БИС ОЗУ необходима подача сигналов по различным входам с определенными сдвигами по времени, длительностям и периодам повторения.

Пример 3.1. Произвести расчет модуля БЗУ для буквенно-цифрового телевизионного СОИ со стандартной чересстрочной разверткой, если число текстовых строк $N_{тс}=19$, число знаков в текстовой строке $N_{з\,тс}=80$, алфавит кодируется стандартным кодом КОИ-8 ($n=8$), время выборки относительно адреса ПЗУ $t_{в\,ПЗУ}\leqslant 60$ нс, время задержки $C_{ч}А$ $t_{Dсч\,А}\leqslant 30$ нс; монтажные емкости всех цепей $C_м\leqslant 20$ пФ, число микросхем нагрузки БЗУ $p=3$, входные токи логических схем серии К155: $I_{IL}\leqslant 1{,}6$ мА; $I_{IH}\leqslant 0{,}04$ мА; $C_I\leqslant 10$ пФ.

В соответствии с (2.16)—(2.18) выбираем требуемое число адресных разрядов: $r=[\log_2 80]=7$; $(k-r)=[\log_2 19]=5$; $k=12$.

2. В соответствии с (2.19) определяем требуемое число ячеек памяти: $N_{ЗУ}\geqslant 2^{7}\times 19=2432$. Соответственно $C_{БЗУ}\geqslant 2432\times 8$ бит.

3. Определяем требуемое быстродействие БИС ОЗУ Нк в соответствии с (3.1) (принимая $t_{Dсогл}=0$): $t_A\leqslant(1-0{,}18)\cdot 10^9/15\,625\cdot 80-30-60=566$ нс.

4. Выбираем БИС ОЗУ Нк. По быстродействию, информационной емкости и организации наиболее подходит микросхема ОЗУ КР541РУ2А, имеющая информационную емкость $C_{Нк}=1\,К\times 4$ ($N_{Нк}=1\,К$, $n_{Нк}=4$). Такая организация обеспечивает минимальное число интегральных схем в модуле при минимальной избыточности. Особенностью микросхемы является двунаправленный вход — выход с тремя устойчивыми состояниями.

5. Рассчитываем число БИС ОЗУ в ряду матрицы накопителей, необходимое для получения восьмиразрядного информационного слова по формуле (3.2): $m_p=[8/4]=2$.

6. Находим число рядов матрицы накопителей m_c по формуле (3.3) $m_c=[2432/1024]=3$. Общее число БИС ОЗУ $m=3\times 2=6$. Такое количество накопителей ОЗУ обеспечивает объем памяти $C_{БЗУ}=3\,К\times 8$. Полученная избыточность определяется тем, что $N_{ЗУ}$ в данном случае не кратно $N_{Нк}$.

7. Составляем матрицу накопителей, состоящую из трех рядов по две БИС ОЗУ Нк в каждом ряду (рис. 3.2). Объединяем информационные входы — выходы БИС разных групп, но формирующих одни и те же информационные разряды. Учитывая двунаправленность указанных выводов, необходимо, чтобы устройство ввода информации имело выход с тремя устойчивыми состояниями.

8. Объединяем адресные входы всех БИС и подаем на них 10 младших (*A10—A1*) разрядов кодовой комбинации от устройства адресации. Оставшиеся два разряда (*A12*, *A11*) подаем на вход дешифратора *DC* (2 на 4), из четырех выходов которого используются лишь три.

9. Объединяем все входы Зп/Чт и подключаем их к выходу схемы управления режимом ЗАПИСЬ/ЧТЕНИЕ.

10. Определяем токи нагрузки и величину емкостной нагрузки для устройства ввода информации по формулам (3.9):

$$I_{DL}=3\cdot 0{,}45+3\cdot 1{,}6=5{,}15\ мА;$$

$$I_{DH}=3\cdot 20+3\cdot 40=180\ мкА;$$

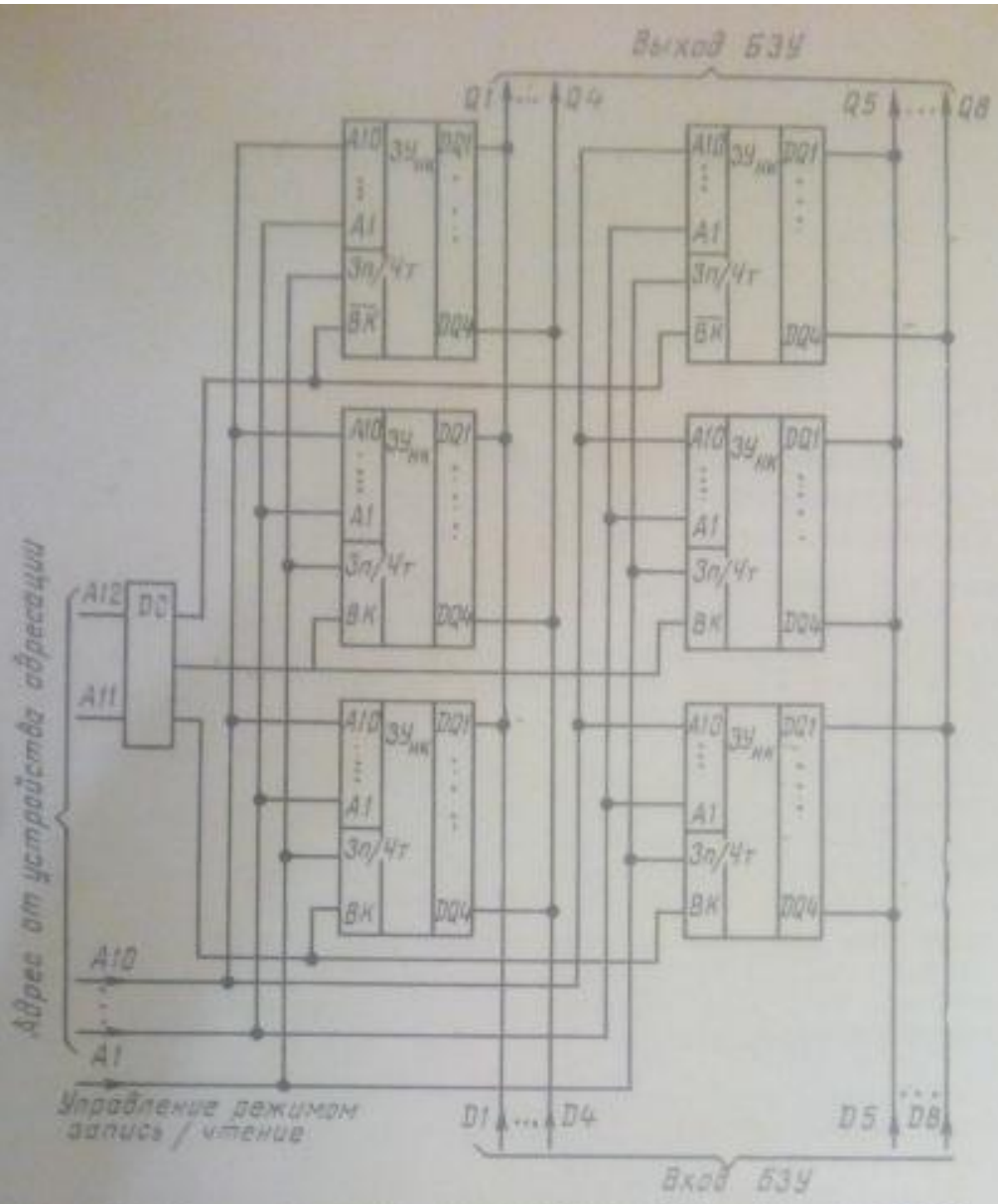


Рис. 3.2. Фуикциональная схема модуля БЗУ емкостью 3К×8

$$C_D = 3 \cdot 4 + 3 \cdot 10 + 40 = 82 \text{ пФ}.$$

11. Определяем токи нагрузки и величину емкостной нагрузки на информационные выходы БИС ОЗУ Нк по формулам (3.10): ток утечки $I_{Qут} = I_{Qут} = 20$ мкА; $I_{QL} = 3 \cdot 1{,}6 + 2 \cdot 0{,}02 = 4{,}84$ мА; $I_{QH} = 3 \cdot 40 + 2 \cdot 20 + 20 = 180$ мкА; $C_Q = 3 \cdot 10 + 3 \cdot 10 + 20 + 20 + 10 = 110$ пФ.

Полученные значения токов и емкостей нагрузки удовлетворяют соответствующим требованиям для ИС серии 155.

12. Определяем токи нагрузки и емкостную нагрузку по адресным цепям по формулам (3.8): $I_{AL} = 6 \cdot 0{,}45$ мА $= 2{,}7$ мА; $I_{AH} = 6 \cdot 20$ мкА $= 120$ мкА; $C_A = 6 \cdot 4$ пФ $+ 20$ пФ $= 44$ пФ.

Для схем серии К155 указанная нагрузка допустима.

13. Определяем токи нагрузки и величину емкостной нагрузки для дешифратора по формуле (3.9): $I_{DCL} = 2 \cdot 0{,}45 = 0{,}9$ мА; $I_{DCH} = 2 \cdot 20 = 40$ мкА; $C_{DC} = 2 \cdot 4 + 20 = 28$ пФ.

Для дешифратора серии К155 такая нагрузка допустима.

14. Рассчитываем потребляемую мощность БЗУ. Потребляемая мощность БИС КР541РУ2 500 мВт. $P_{SS\,Нк} = 6 \cdot 0{,}5 = 3$ Вт.

Потребляемая мощность дешифратора (например, К155ИД4) $P_{SSDC} = 0{,}2$ Вт. Общая потребляемая мощность БЗУ $P_{SS\,ЗУ} = 3{,}2$ Вт.

§ 3.2. Вспомогательное буферное запоминающее устройство телевизионных графических СОИ

В § 2.5 было показано, что ВБЗУ должно иметь большую информационную емкость, определяемую числом точек дискретизации информационного поля, и высокое быстродействие. В связи с этим для построения модуля ВБЗУ широко используют БИС ОЗУ Нк динамического типа, обладающие максимальной информационной плотностью на кристалл при низкой удельной стоимости на бит информации. Выпускаемые БИС ОЗУ динамического типа имеют информационную емкость до 256 К бит (в перспективе эту емкость увеличат до 1 Мбит). Время выборки t_A запоминающих БИС МДП-технологии лежит в пределах 200—100 нс. Недостатком динамических БИС является необходимость организации процесса регенерации содержимого памяти в связи с ограниченным сроком хранения информации в этих микросхемах. Период регенерации для большинства динамических БИС ЗУ $\leqslant$2 мс. Время выборки ВБЗУ при непосредственном съеме информации с выходов БИС в канал формирования видеосигналов должно быть $t_A \leqslant T_э$. Последнее условие выполняется при относительно небольшом числе ЭО в строке. Обеспечение требуемого быстродействия при большом числе точек осуществляется за счет организации параллельного вывода информации. Число разрядов ячейки памяти ВБЗУ в режиме чтения $n_{\text{ВБЗУ}R}$ определяется из условия

$$n_{\text{ВБЗУ}R} \geqslant n_{\text{ВБЗУ}W} \times m_R, \tag{3.16}$$

где $n_{\text{ВБЗУ}W}$ разрядность ВБЗУ при записи; m_R — коэффициент увеличения разрядности ВБЗУ при чтении:

$$m_R \geqslant [t_{A\,\text{ВБЗУ}}/(T_э - t_{DRG})], \tag{3.17}$$

где $t_{A\text{ВБЗУ}}$ — время выборки относительно адреса БИС ЗУ, входящих в ВБЗУ; t_{DR_2} — время задержки включения выходного регистра ВБЗУ.

В то же время запись информации в ВБЗУ производится побитно для черно-белого изображения или с разрядностью $n_{\text{ВБЗУ}W}$ при кодировании признаков цветности или градации яркости. Следовательно, ВБЗУ строится по принципу памяти с переменной организацией. При записи

$$C_{\text{ВБЗУ}\,W} = N_{\text{ВБЗУ}\,W} \times n_{\text{ВБЗУ}\,W};$$

при чтении

$$C_{\text{ВБЗУ}\,R} = N_{\text{ВБЗУ}\,R} \times n_{\text{ВБЗУ}\,R}. \tag{3.18}$$

При сохранении постоянной информационной емкости ВБЗУ в обоих режимах изменение разрядности ячеек памяти приводит к изменению их числа:

$$N_{\text{ВБЗУ}R} = N_{\text{ВБЗУ}}/m_R. \tag{3.19}$$

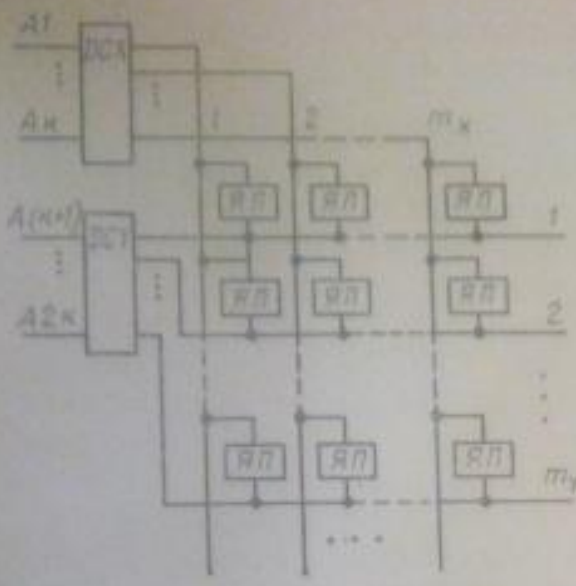


Рис. 3.3. Упрощенная схема матрицы БИС ЗУ

При синтезе модуля ВБЗУ из БИС ОЗУ Нк емкостью $C_{\text{Нк}} = N_{\text{Нк}} n_{\text{Нк}}$ число интегральных схем, требуемых для наращивания необходимой разрядности,

$$m_p = [n_{\text{ВБЗУ}\,R}/n_{\text{Нк}}]. \quad (3.20)$$

а число рядов, дополняющих модуль до требуемого объема по числу ячеек памяти,

$$m_c = [N_{\text{ВБЗУ}\,R}/N_{\text{Нк}}]. \quad (3.21)$$

С многоразрядного выхода БИС ОЗУ информация $n_{\text{ВБЗУ}\,R}$-разрядным кодом переписывается параллельно в дополнительный регистр, с которого он последовательно с частотой тактового генератора $f_{\text{тг}}$ развертывается по ТВ-строке аналогично тому, как это делалось при формировании знаков.

В большинстве динамических ЗУ регенерация осуществляется при обращении (записи или считывании) по строке (столбцу). Это значит, что регенерируется содержимое всех ячеек памяти, находящихся в одной строке (столбце) с адресуемой. Упрощенная структура матрицы накопителя БИС ЗУ с двухкоординатной адресацией показана на рис. 3.3. При общем числе ячеек памяти $N_{\text{Нк}}$ число столбцов m_x и число рядов m_y при квадратной матрице равно $\sqrt{N_{\text{Нк}}}$. Адрес ячейки памяти в строке, а следовательно, и номер столбца матрицы задаются младшими разрядами $A1$—Ak. При организации регенерации памяти по столбцам восстановление содержимого всех ячеек памяти осуществится в том случае, если за период регенерации произойдет обращение ко всем $\sqrt{N_{\text{Нк}}}$ адресам, задаваемым младшими адресными разрядами БИС ЗУ. При этом старшие разряды могут оставаться неизменными. При регенерации телевизионного изображения осуществляется последовательное считывание содержимого ВБЗУ по строкам. Обращение ко всем $N_{\text{эс}}$ элементам одной строки ВБЗУ происходит за период регенерации памяти

$$T_{REF} = T_Z m_R \sqrt{N_{\text{Нк}}}/N_{\text{эс}}. \quad (3.22)$$

Проиллюстрируем построение модуля ВБЗУ примером.

Пример 3.2. Составить структурную схему модуля ВБЗУ для полиграфического СОИ телевизионного типа с $N_{\text{эс}} = N_{\text{эв}} = 512$ при заданном коэффициенте использования растра по горизонтали и по вертикали $\beta_г = 0{,}75$, $\beta_в = 0{,}9$; изображение строится без полутонов ($N_{\text{ар}} = 2$).

1. Определяем разрядность модуля ВБЗУ при записи: $n_{\text{ВБЗУ}\,w} = [\log_2 2] = 1$ и информационную емкость ВБЗУ по формуле (2.29): $C_{\text{ВБЗУ}\,w} = 512 \cdot 512 \cdot 1$ бит $= 2^{18} \times 1$ бит $= 2^8$ К$\times$1 $= 256$ К$\times$1.

2. Выбираем в качестве ОЗУ Нк БИС, имеющую информационную емкость 64 К×1 и максимальное время выборки относительно адреса $t_{A} \leqslant 120$ нс.

3. По формуле (2.4) находим длительность импульса, формирующего ЭО: $T_{э}=0{,}82 \cdot 0{,}75/(512 \cdot 15\,625)=77$ нс.

4. Рассчитываем коэффициент увеличения разрядности ВБЗУ при чтении по формуле (3.17) (зададимся значением $t_{D\,рз}<30$ нс): $m_{R} \geqslant [120/(77-30)]=3$. Выбираем $m_{R}=4$.

5. Определяем разрядность ВБЗУ при чтении $n_{\text{ВБЗУ }R}=4 \times 1=4$.

6. Находим значение m_{p} по формуле (3.20): $m_{p}=4/1=4$, число рядов m_{c} — по формуле (3.21), найдя предварительно по формуле (3.19) число ячеек памяти ВБЗУ: $N_{\text{ВБЗУ }R}=256$ К/4=64 К; $m_{c}=64$ К/64 К=1.

7. Определяем период регенерации памяти по формуле (3.22) $T_{REF}=64 \cdot 4 \times 256/512=128$ мкс, что полностью удовлетворяет требованиям технических условий.

8. На основе полученных результатов построим структурную схему модуля ВБЗУ (рис. 3.4) и рассмотрим ее работу.

В режиме записи модуль ВБЗУ следует рассматривать как модуль ЗУ с организацией 256 К×1, четыре БИС которого наращивают требуемый объем ЗУ ($m_{R}=4$). Запись информации происходит поочередно в одноименные ячейки памяти (имеющие одинаковый адрес) каждой микросхемы. Для этого младшие разряды $A1$; $A2$ адресного счетчика записи подаются на вход дешифратора, с помощью которого через мультиплексор M осуществляется выбор одной из БИС по входам $ВК$. Остальные адресные разряды счетчика записи подаются на объединенные адресные входы БИС. Информационные входы БИС объединены и подключены к информационному выходу генератора векторов (ГВ).

В режиме чтения организация ВБЗУ 64 К×4, что обеспечивается перестройкой организации матрицы накопителей, которая в этом случае состоит из одной строки ($m_{c}=1$) с четырьмя микросхемами в строке ($m_{p}=4$).

Изменение организации матрицы накопителей осуществляется с помощью мультиплексора M. В режиме записи M обеспечивает подключение ко входам $ВК$ выходов дешифратора номера ряда матрицы накопителей. На вход дешифратора заведено два младших адресных разряда, что обеспечивает последовательное распределение ячеек памяти по разным БИС ОЗУ Нк. В режиме чтения на входы ВК всех микросхем подается логическая единица, что приводит к увеличению разрядности информационных слов ($n_{\text{ВБЗУ }R}=4$). На объединенные

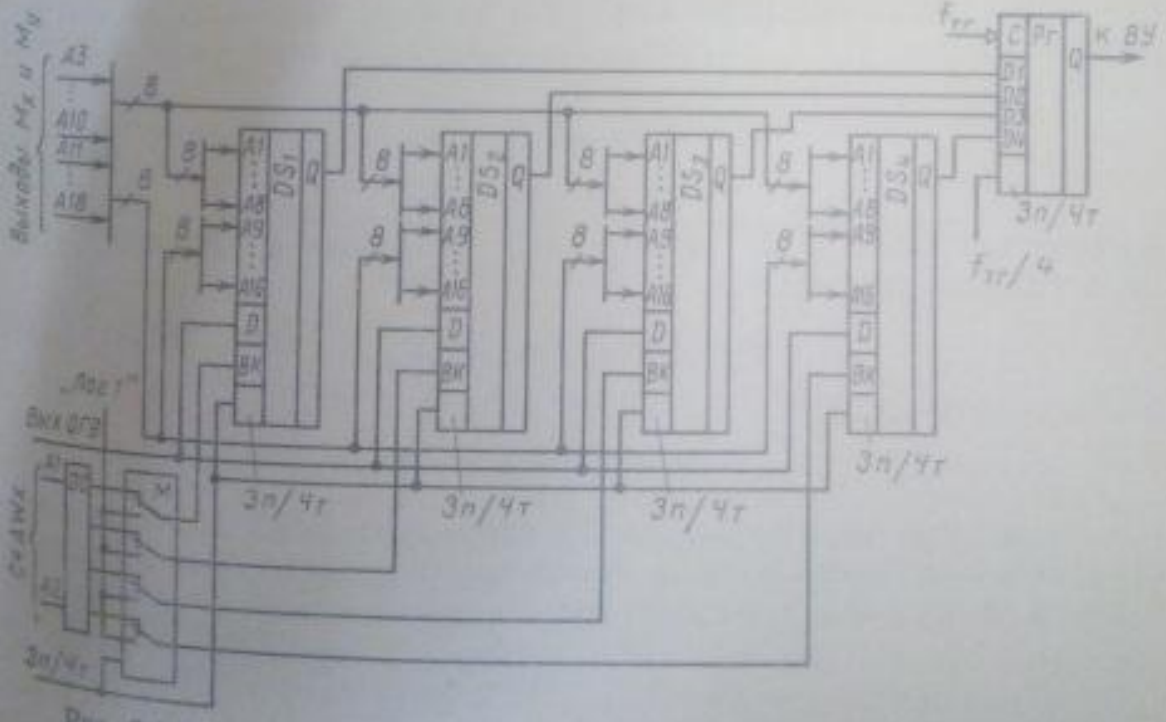


Рис. 3.4. Структурная схема ВБЗУ информационной емкости 2^{18} бит

адресные входы всех БИС подается сигнал от адресных счетчиков чтения. На каждый четвертый тактовый импульс происходит перезапись содержимого ячеек памяти в параллельно-последовательный регистр $P_{\text{п}}$, с которого информация последовательно выводится в канал видеоусилителя (ВУ) с частотой $f_{\text{тч}}/4$.

§ 3.3. Кодирование информации о графике знаков в постоянных запоминающих устройствах знакогенераторов телевизионных СОИ

Основой знакогенераторов телевизионных СОИ в большинстве случаев служат постоянные запоминающие устройства, в которых хранится информация о графике всех знаков используемого алфавита. При использовании стандартного алфавита целесообразно применять масочные ПЗУ (МПЗУ). Запись информации в них производится с помощью фотошаблона на заводе-изготовителе. Достоинством знакогенераторов на МПЗУ является высокая надежность хранения информации и низкая стоимость при массовом выпуске этих схем. В настоящее время выпускают для знакогенераторов МПЗУ различной технологии. Примером их могут быть ИС К155 РЕ21—РЕ24 (биполярная технология), К505 РЕ3 (*p*-МОП-технология), КР555 РЕ4 (биполярная технология).

Их основные параметры приведены в табл. 3.1.

Для хранения информации о графике каждого знака требуется $h_{\text{з}}'$ ячеек памяти с разрядностью $b_{\text{з}}'$ Требования к информационной емкости ПЗУ знакогенератора определяются условиями (2.20) и (2.21). В связи с тем что число адресуемых ячеек памяти должно быть кратно степени 2, на каждый знак приходится выделять $2^{n_{\text{Y}}}$ ячеек памяти. Таким образом,

$$N_{\text{ПЗУ}} \geqslant N_{\text{аз}} 2^{n_{\text{Y}}}, \tag{3.23}$$

где $N_{\text{аз}}$ — основание кода алфавита знаков; n_{Y} — разрядность адресных входов ПЗУ, необходимая для адресации ряда матрицы знака:

$$n_{\text{Y}} = [\log_2 h_{\text{з}}'], \tag{3.24}$$

$$C_{\text{ПЗУ}} = N_{\text{ПЗУ}} \times b_{\text{з}}'. \tag{3.25}$$

Количество БИС ПЗУ накопителей, входящих в знакогенератор, определяется условием

$$m = [N_{\text{ПЗУ}}/N_{\text{Нк}}]\,[b_{\text{з}}'/n_{\text{Нк}}] \tag{3.26}$$

или с учетом (3.23)

$$m = [N_{\text{аз}} 2^{n_{\text{Y}}}/N_{\text{Нк}}]\,[b_{\text{з}}'/n_{\text{Нк}}]. \tag{3.27}$$

На основании выражения (3.27) структура БИС ПЗУ Нк представляется состоящей из d групп $n_{\text{Нк}}$-разрядных ячеек памяти. Количество групп d определяется условием

$$d = N_{\text{Нк}}/2^{n_{\text{Y}}}. \tag{3.28}$$

Следовательно, информационная емкость БИС ПЗУ Нк

Таблица 3.1

Параметры			
наименование	значение		
	К505 РЕ3 002 К505 РЕ3 003	К155 РЕ21 РЕ24	К555 РЕ4
Технология	МОП	ТТЛ	ТТЛШ
Информационная емкость БИС, бит	512×8	256×4	2К×8
Количество БИС, входящих в комплект знакогенератора	2	4	1
Размерность матрицы знака	7×9	5×7	7×9
Код обмена информацией	КОИ-8	КОИ-7	КОИ-8
Время выборки относительно адреса, нс	1500	60	110
Время выборки относительно сигнала выбора микросхемы	—	30	40
Напряжение питания, В	+5; —12	+5	+5
Входной ток логического нуля, мА	—	—1	—0,25
Входной ток логической единицы, мА	—	0,04	0,025
Выходной ток логического нуля, мА	1,6	—	0,1
Выходной ток логической единицы, мА	0,04	0,1	—
Выходной ток невыбранной БИС (утечки), мкА	6	—	—
Емкость по входам и выходам, пФ	10	10	10
Емкость нагрузки, пФ	100	100	30
Потребляемая мощность, мВт	800	650	850

$$C_{\text{Нк}} = d \times 2^{n_y} \times n_{\text{Нк}}. \qquad (3.29)$$

Преобразуем (3.27):

$$m = [N_{\text{аэ}}/d]\,[b_{\text{э}}/n_{\text{Нк}}]. \qquad (3.30)$$

Рассмотрим подробнее принцип построения и структуру ПЗУ знакогенератора на примере БИС ПЗУ К505 РЕ3, предназначенных для хранения информации о графике 96 знаков с матрицей знака 7×9. Информационная емкость БИС ПЗУ Нк 505 РЕ3 $C_{\text{Нк}}=512\times8$. В соответствии с (3.24), (3.28) и (3.29) исходная организация БИС Нк $C_{\text{Нк}}=32\times16\times8$ ($n_y=4$; $d=32$; $n_{\text{Нк}}=8$), т. е. в одну БИС можно поместить информацию о графике 32 знаков, а для 96 знаков требуется три БИС Нк ($m=3$).

Объем памяти БИС при этом был бы использован нерационально, так как из каждых 16 ячеек памяти для записи графики используется лишь 9. Для уменьшения избыточности информационной емкости ПЗУ знакогенераторов используют различные способы уплотнения размещения информации. Так, в рассматриваемых схемах ПЗУ с этими целями одну из БИС применяют для хранения графики не всего знака, а лишь восьми первых рядов, а графику последнего девятого ряда помещают в другую БИС. При этом можно считать $h'_{з1}=8$; $n_у=3$; $d'_у=64$. Таким образом, исходная организация БИС Нк 512×8 представляется как 64×8×8, что позволяет записать графику первых восьми рядов матрицы 64 знаков (прописные буквы латинского алфавита, цифры, математические и специальные знаки). Соответственно на адресные входы первой БИС Нк подаются шесть разрядов кода знака (необходимые для выбора одного из 64 знаков) и три младших разряда кода ряда матрицы. Организация второй БИС проведена в соответствии с условием (3.29), т. е. использована организация 32×16×8 и записана информация о графике всех девяти рядов 32 знаков русского алфавита. Пять разрядов выделяется на выбор знака и четыре разряда — на выбор рядов матрицы. Из неиспользованных 224 ячеек памяти этой БИС 64 ячейки применяются для хранения графики девятых рядов матрицы 64 знаков первой БИС. Выбор той или иной БИС должен осуществляться в соответствии с кодом знака и кодом номера ряда матрицы, для чего на адресные входы и вход выбора микросхемы *ВК* обеих БИС подается логическая комбинация сигналов, сформированная в соответствии с табл. 3.2.

Таблица 3.2

Вход БИС 505 РЕ3	Информация на входах		Примечание
	БИС 002	БИС 003	
A1	*Y1*	*Y1Q8Q7*	
A2	*Y2*	*Y2*	
A3	*Y3*	*Y3Q8*	*Q1—Q8*— восьмиразрядный код КОИ-8
A4	*Q7*	*Y4*	
A5	*Q1*	*Q1*	
A6	*Q2*	*Q2*	*Y1—Y4*—код номера ряда матрицы знака
A7	*Q3*	*Q3*	
A8	*Q4*	*Q4*	
A9	*Q5*	*Q5*	
ВК	$\overline{Q8\ Y2Y4}$	$\overline{\overline{Q8}\ Y2Y4}$	

Технология производства БИС ПЗУ серии 505 предусматривает формирование транзистора элемента памяти, в который заносится логический ноль, и соответственно отсутствие транзистора в элементе памяти с логической единицей. В задаваемой информации о графике знаков отношение пробелов к количеству точек, входящих в контур знаков, примерно равно 5:1. Закодировав информацию о знаке в инверсном коде (пробел — логическая еди-

ница, точка контура — логический ноль), можно значительно уменьшить количество транзисторов, которые являются основным источником отказов для МОП-схем. Такой подход к программированию ПЗУ повышает надежность, увеличивает процент выхода годных схем и уменьшает их стоимость.

Недостатком БИС К505 РЕ3 является их низкое быстродействие (время выборки $t_A \leqslant 1{,}5$ мкс), что позволяет применять их лишь для СОИ с ограниченным числом знаков в строке ($t_{з\,тс} \leqslant \leqslant 32$). Увеличить $N_{з\,тс}$ вдвое можно, использовав в знакогенераторе два идентичных ПЗУ, работающих в схеме поочередно.

Значительно большим быстродействием обладают ПЗУ, выполненные по биполярной технологии, например БИС К155 РЕ21 — РЕ24. Время выборки указанной микросхемы не превышает 60 нс. Каждая БИС имеет организацию 256×4. ПЗУ хранит информацию о графике 96 знаков с матрицей 5×7. Код знака задается семиразрядным кодом КОИ-7. Для более рационального размещения информации три БИС Нк используют для записи графики первых четырех столбцов знакомест: $b_{з1}' = 4$; $h_з' = 7$; $n_Y = 3$; $d' = 32$. Исходную организацию БИС представим как 32×8×4, что позволяет в каждой БИС разместить графику 32 знаков без одного столбца матрицы. Графика пятого столбца матрицы занесена в четвертую БИС Нк К155 РЕ24. Выбор одной из трех БИС ОЗУ К155 РЕ21 — РЕ23 по входам $ВК$ и соответственно одного из трех используемых разрядов БИС К155 РЕ24 определяется двумя старшими разрядами кода знака в зависимости от группы символов латинского, русского алфавитов и знаков. Пять младших разрядов кода знака используются для выбора знака, хранимого в каждой БИС. Остальные три адресных входа микросхемы используются для развертки по вертикали, т. е. для адресации рядов матрицы знака.

Развитие интегральной технологии позволило увеличить информационную плотность БИС при сохранении высокого быстродействия. Изготовленная по планарно-эпитаксиальной технологии быстродействующих ТТЛ схем с диодами Шотки БИС К555 РЕ4 имеет емкость 16К при организации 2048×8 и время выборки $t_A \leqslant \leqslant 110$ нс. Указанная схема реализует функцию ПЗУ знакогенератора 160 символов с матрицей 7×9 с восьмиразрядным кодом обмена информацией КОИ-8. Рациональное размещение информации позволило снизить информационную избыточность накопителя. Однако при этом 11 адресных входов БИС не позволяют организовать выбор знака, используя в качестве адресных сигналов восемь разрядов кода знака и четыре разряда кода номера ряда матрицы. Это обусловило необходимость дополнительного преобразователя кодов на входе.

При необходимости формирования нестандартной конфигурации знаков в качестве знакогенераторов используют БИС ПЗУ, программируемые изготовителем СОИ.

Пример 3.3. Выбрать БИС ПЗУ и составить структурную схему знакогенератора ТВ буквенно-цифрового СОИ для отображения букв русского и латин-

ского алфавитов и цифр. Число знаков в строке $N_{зн}=80$, время выборки БЗУ по адресному входу $t_{в\,БЗУ} \leqslant 200$ нс. Так как нет особых требований по графике знаков, целесообразно использовать масочные ПЗУ знакогенераторов. Требуемый алфавит могут обеспечить все три рассмотренных БИС ПЗУ.

Как было показано в примере 2.4, использование матрицы знака размерностью 7×9 для формирования 80 знаков требует применения ЭЛТ с повышенной разрешающей способностью и расширения полосы пропускания видеоусилителя. Матрицу знаков 5×7 имеет БИС К155 РЕ21—РЕ24. Проверим соответствие этой схемы требуемому быстродействию, которое определяем из условия (2.23):

$$t_{вБЗУ} + t_{в\,ПЗУ} \leqslant \frac{1-0{,}8}{15625 \cdot 80} = 0{,}65 \text{ мкс};$$

$$t_{в\,ПЗУ} \leqslant 450 \text{ нс}.$$

Время выборки ПЗУ серии 155 ($t_A \leqslant 60$ нс) полностью удовлетворяет полученному условию. В модуль ПЗУ знакогенератора должны входить БИС Нк, дешифратор на четыре выхода и схема объединения информационных выходов.

Структурная схема модуля ПЗУ знакогенератора показана на рис. 3.5. Пять адресных входов всех четырех БИС объединяются и на них подается пять разрядов кода знака, снимаемые с БЗУ ($Q1$—$Q5$). Остальные два разряда ($Q6$; $Q7$) (используется семиразрядный код) подаются на вход дешифратора DC, с помощью которого выбирается одна из трех БИС (DS_1—DS_3), пятые недостающие столбцы матриц знаков всех трех БИС снимаются с выходов $Q1Q2Q3$ БИС DS_4. Эти выходы переключаются с помощью мультиплексора M, в качестве которого может быть использован, например, мультиплексор К155 КП2. Коммутация выходов DS_4 осуществляется в соответствии с кодом на адресных входах мультиплексора, на которые подаются старшие разряды кода знака $Q6Q7$.

Токовая и емкостная нагрузки на информационные выходы БЗУ определяются входными токами и емкостью адресных входов ПЗУ (I_{1AL}; I_{1AH} и C_{1A}). Для БИС К155 РЕ21—РЕ24 $I_{1AL}<1$ мА; $I_{1AH}<40$ мкА; $C_{1A} \leqslant 10$ пФ. Подставляя указанные значения в формулу (3.10) и учитывая, что к выходам БЗУ подключается параллельно четыре БИС ПЗУ Нк ($p=4$), получим, что допустимые значения выходных токов и емкостей нагрузки БЗУ должны отвечать условию $I_{Q\,БЗУ\,L} \geqslant 4$ мА; $I_{Q\,БЗУ\,H} \geqslant 160$ мкА; $C_{Q\,БЗУ} \geqslant 65$ пФ.

БИС К155 РЕ21—РЕ24 имеют выходы с открытым коллектором, что определяет их объединение по способу монтажного ИЛИ.

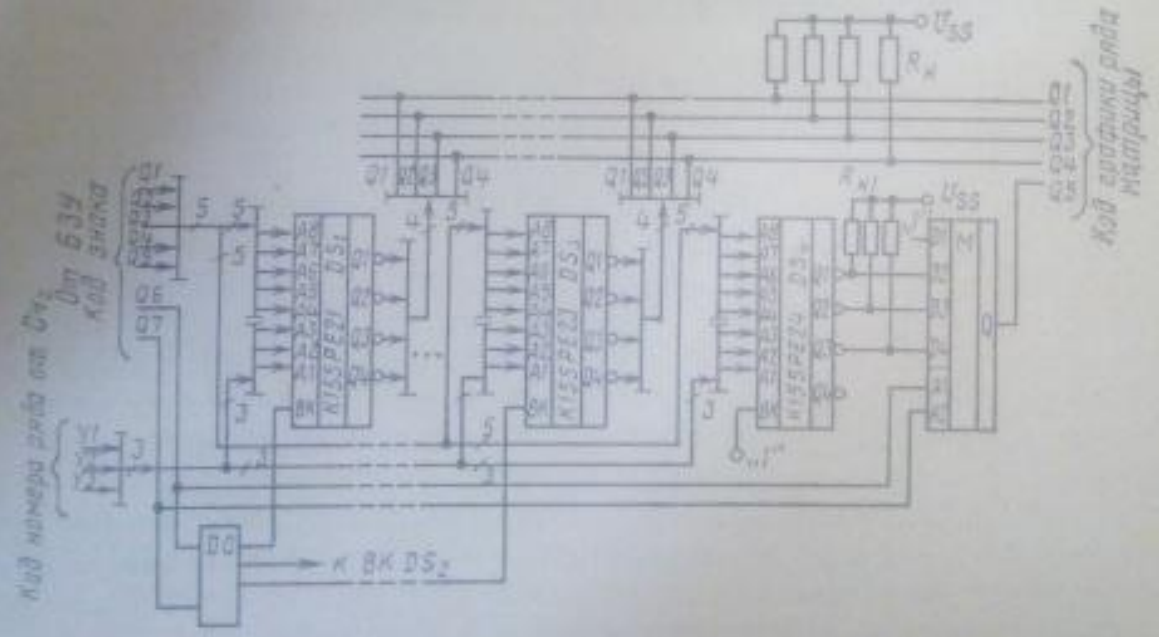


Рис 3.5. Структурная схема знакогенератора на БИС ПЗУ 155РЕ21-РЕ24

Произведем расчет диапазона допустимого значения $R_н$ по формулам (3.5), (3.6), (3.7), учитывая, что напряжение питания $U_{пр}$=5 В±10%, т. е. $U_{пр\,min}$=4,5 В; $U_{пр\,max}$=5,5 В; нагрузкой модуля ППЗУ являются входные цепи параллельно-последовательного регистра (p=1) с выходными токами I_{1L}<1,6 мА; I_{1H}≤0,04 мА; выходной ток БИС ППЗУ I_{0L}≤10 мА; I_{0H}≤0,1 мА; $I_{0\,ут}$≤0,03 мА; коэффициент $m_с$=3 (объединяются выходы трех БИС):

$$R_{н\,max}=(4{,}5-2{,}4)/(0{,}1+0{,}04+2\cdot0{,}03)=9{,}1\ \text{кОм};$$

$$R_{н\,min}=(5{,}5-0{,}5)/(10-1{,}6+2\cdot0{,}03)=0{,}58\ \text{кОм}.$$

Выбираем $R_н$=6,8 кОм. Величина $R_{нi}$ определяется по тем же формулам при p=1 и учете входных токов мультиплексора. Расчет показывает возможность выбора $R_{нi}=R_н$.

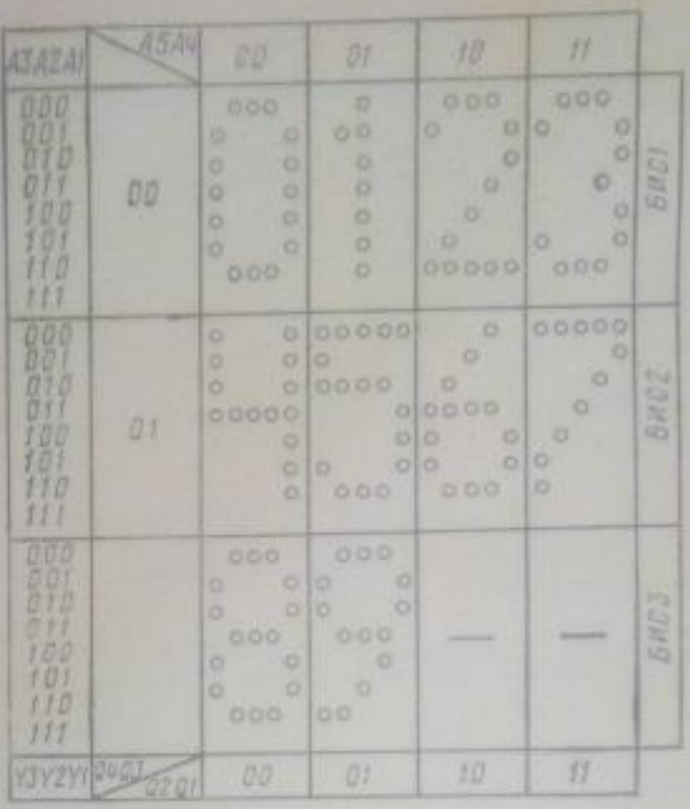


Рис. 3.6. Размещение информации о графике цифр в ППЗУ

Пример 3.4. Используя БИС ППЗУ Нк К155РЕ3 с информационной емкостью $C_{вх}$=32×8 закодировать графику десяти цифр 0—9. Код обмена информацией — двоично-десятичный с весами 8—4—2—1. Матрица знака 5×7.

В соответствии с (3.24) и (3.28) определим величину d=32/2³=4.

Исходную организацию ППЗУ Нк представляем в соответствии с (3.29) как 4×8×8, т. е. с помощью одной микросхемы можно закодировать четыре цифры. Общее количество БИС Нк определим в соответствии с (3.30): m=[10/4] [5/8]==3.

Для выбора информации о графике одной из четырех цифр, закодированной в одной ИМС, используем два младших разряда двоично-десятичного кода цифры, подавая их на два старших адресных разряда ПЗУ Нк *A5*; *A4*.

Три остальных адресных разряда *A3*; *A2*; *A1* используются для вертикальной развертки знака, для чего на них подается код номера ряда матрицы *Y3*; *Y2*; *Y1*. Выбор одной из трех БИС по входам *ВК* через дешифратор осуществляется двумя старшими разрядами кода знака *Q4Q5*. В соответствии со сказанным на рис. 3.6 показано размещение информации о графике цифр в ПЗУ.

Внесение поправок в содержимое ПЗУ. В ряде случаев может встать задача изменения содержимого какого-то числа ячеек ПЗУ. Такая задача в знакогенераторах возникает при необходимости заменить часть знаков, закодированных в стандартных масочных ПЗУ, на набор специализированных знаков при сохранении размерности матрицы знака либо при исправлении ошибок, допущенных при программировании ППЗУ. Для этого выбираются два дополнительных ППЗУ меньшей информационной емкости. В первую микросхему заносится код графики дополнительных знаков либо исправленных данных. Информационная емкость этой микросхемы должна отвечать условию

$$C_{\text{ПЗУ доп } D} \leqslant N_{\text{доп } D}\, n_{\text{ПЗУ}}, \qquad (3.31)$$

где $N_{\text{доп } D}$ — количество исправляемых ячеек памяти.

Во вторую дополнительную БИС ППЗУ вносятся адреса ячеек памяти основного ЗУ, подлежащие изменению. Число ячеек памяти ($N_{\text{доп } A}$) этой микросхемы зависит как от количества заменяемых ячеек памяти, так и от их адресов, т. е. от количества k_{var} адресных разрядов, имеющих переменное значение:

$$N_{\text{доп } A} > 2^{k_{\text{var}}}, \qquad (3.32)$$

Разрядность второй микросхемы определяется из условия

$$n_{\text{ПЗУ доп } A} \geqslant [\log_2 N_{\text{доп } D}] + 1. \qquad (3.33)$$

Поясним сказанное на примере.

Пример 3.5. Исправить содержимое ячеек памяти с адресами 128—136 ППЗУ с информационной емкостью $C_{\text{ПЗУ}} = 256 \times 4$. БИС ППЗУ имеют выходы с тремя устойчивыми состояниями. В соответствии с заданием число ячеек памяти, подлежащих исправлению, равно 9, разрядность $n_{\text{ПЗУ}} = 4$. Следовательно, согласно формуле (3.31), $C_{\text{ПЗУ доп } D} \geqslant 9 \times 4$. Выбираем БИС ПЗУ Нк с организацией 16×4.

Рассматриваем коды адресов (128—136) ячеек памяти, подлежащих исправлению, которые сведем в табл 3.3.

Таблица 3.3

Номера ячейки памяти	Код адреса ячейки памяти							
	A8	*A7*	*A6*	*A5*	*A4*	*A3*	*A2*	*A1*
128	1	0	0	0	0	0	0	0
129	1	0	0	0	0	0	0	1
130	1	0	0	0	0	0	1	0
131	1	0	0	0	0	0	1	1
132	1	0	0	0	0	1	0	0
133	1	0	0	0	0	1	0	1
134	1	0	0	0	0	1	1	0
135	1	0	0	0	0	1	1	1
136	1	0	0	0	1	0	0	0

Из таблицы видим, что переменное значение имеют четыре младших разряда *A4—A1*; следовательно, $k_{\text{var}} = 4$, а вся область, где находятся ячейки памяти, содержимое которых подлежит исправлению, определяется старшими разрядами *A8—A1*, =1000. В соответствии с формулами (3.32) и (3.33) $N_{\text{доп } A} = 2^4 = 16$.

Схема ПЗУ с внесенными исправлениями содержимого основной БИС ППЗУ представлена на рис. 3.7. С помощью микросхемы *DD1* по входу выбора микросхемы *ВК* выбирается ПЗУ адресов исправляемых ячеек памяти *DS2*. При адресации к исправляемой ячейке памяти сигналом с выхода *Q5 DS2* осуществляется запрет работы основной схемы ПЗУ *DS1* и разрешается работа схемы *DS3*, где хранится исправленное значение кода.

Применение двухуровневых схем ПЗУ в знакогенераторах. Рассмотренные примеры реализации знакогенераторов показывают, что выбранные ПЗУ в значительной степени обладают информационной избыточностью, которая объясняется: некратностью разрядности БИС ПЗУ и разрядности, определяемой размерностью матрицы знакоместа по горизонтали; некратностью числа ячеек БИС ПЗУ и размерностью матрицы знакоместа по вертикали, по-

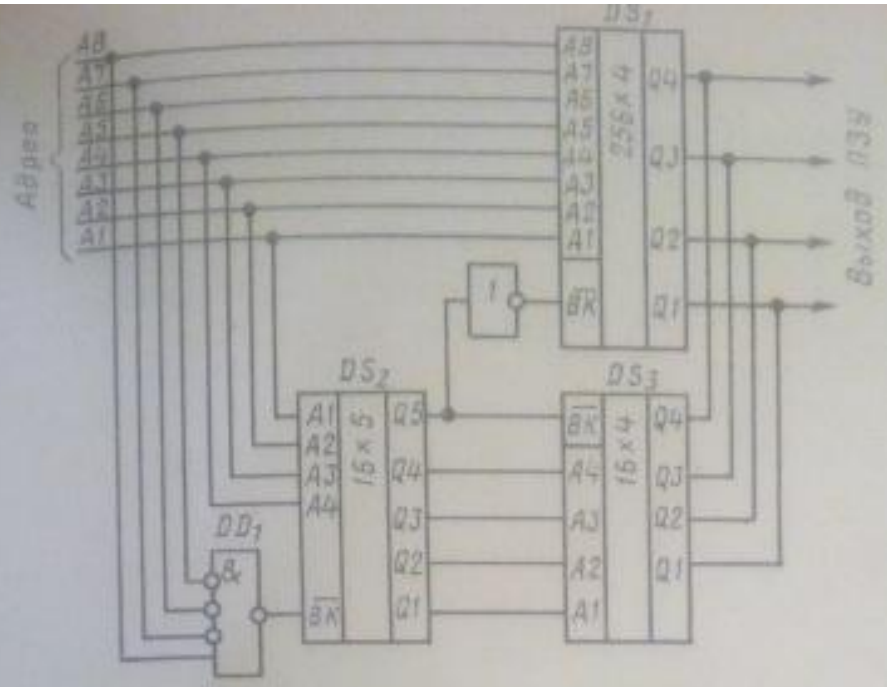


Рис. 3.7. Внесение изменений в содержимое ПЗУ

вторяемостью ряда общих элементов в разных знаках. В примере 3.4 при требуемой разрядности ПЗУ $n_{зу}=5$ использована БИС ПЗУ с $n_{нк}=8$. Меньшую разрядность обеспечить практически не удается, так как минимальная разрядность выпускаемых микросхем программируемых ЗУ равна четырем. Таким образом, вместо минимально необходимой информационной емкости $70\times5=350$ бит используется ПЗУ информационной емкостью $C_{пзу}=96\times8=768$ бит, т. е. более половины объема ПЗУ (418 бит) не использовано.

Как было показано, избыточность, вызванную некратностью размерности матрицы знака по горизонтали и вертикали степени 2, можно уменьшить расчленением матрицы знака на две части, как было сделано в знакогенераторах на БИС ПЗУ 505 РЕ3 002 (003) и К155 РЕ21—РЕ24. Избыточность, вызванную повторением общих элементов в разных знаках, можно уменьшить при использовании многоуровневой организации ПЗУ, при которой ПЗУ одного уровня хранят информацию о графике укрупненных элементов, а другого — информацию о комбинации этих элементов, входящих в знак.

Один из возможных способов предусматривает выделение общих укрупненных элементов в каждом ряду матрицы знакомест. Каждый такой укрупненный элемент может быть закодирован n_k разрядным кодом

$$n_k=[\log_2 N_k], \qquad (3.34)$$

где n_k — число разрядов кода укрупненных элементов; N_k — число укрупненных элементов, необходимых для синтеза требуемого алфавита.

Двухуровневая организация ПЗУ знакогенератора предусмат-

ривает размещение в первом уровне ПЗУ вместо набора однобитовых кодов для каждого знака набор n_k-разрядных позиционных кодов укрупненного элемента, принадлежащего данной строке матрицы формируемого знака. Информационная емкость ПЗУ первого уровня

$$C_{\text{ПЗУ1}} \geqslant N_{\text{эл}} h_э' n_k. \tag{3.35}$$

Полученная кодовая комбинация с ПЗУ первого уровня подается на вход ПЗУ второго, которая преобразует ее в $b'_э$-разрядный код графики строки. При $n_k < b'_э$ такая организация позволяет сократить информационную избыточность ПЗУ знакогенераторов.

Информационный объем ПЗУ второго уровня

$$C_{\text{ПЗУ2}} \geqslant N_k b_э'. \tag{3.36}$$

Пример 3.6. Синтезировать двухуровневое ПЗУ для знакогенератора цифр с матрицей знака 5×7 ($N_{\text{эл}}=10$).

Анализ графики десяти цифр (рис. 3.6) позволяет выделить 10 типов комбинаций элементов отображения ряда знакомест (рис. 3.8,*а*) ($N_k=10$). Информационную емкость ПЗУ первого уровня определим в соответствии с выражениями (3.34) и (3.35): $C_{\text{ПЗУ}}=10\times7\times4=70\times4$ бит. Выберем тип БИС ПЗУ Нк, соответствующий этой разрядности $C_{\text{Нк}}=16\times4$ Число БИС Нк для ПЗУ первого уровня определим в соответствии с выражением (3.26), заменив $b'_э$ на n_k: $m_1=[70/16]\,[4/4]=5$. Информационную емкость ПЗУ второго уровня определим в соответствии с (3.36): $C_{\text{ПЗУ2}}\geqslant10\times5$ бит. Число БИС ПЗУ Нк для ПЗУ второго уровня: $m_2=[10/16]\,[5/4]=5$.

Соединение схем ПЗУ и второго уровня показано на рис. 3.8,*б*. Общий объем полученного ПЗУ знакогенератора определяется из соотношения: $m_1(N_{\text{Нк1}}\times\times n_{\text{Нк1}})+m_2(N_{\text{Нк2}}\times n_{\text{Нк2}})=5(16\times4)+2(16\times4)=448$ бит.

Таким образом по сравнению с одноуровневым ПЗУ того же алфавита, рассмотренным в примере 3.4, информационная емкость двухуровневого ПЗУ уменьшена на 320 бит.

Недостатком двухуровневой организации является уменьшение быстродействия знакогенератора, так как время выборки ПЗУ за счет последовательного включения БИС удваивается.

Следует отметить, что многоуровневая организация ПЗУ позволяет сократить требуемую информационную емкость при использовании БИС ЗУ для реализации комбинационных логических функций многих переменных.

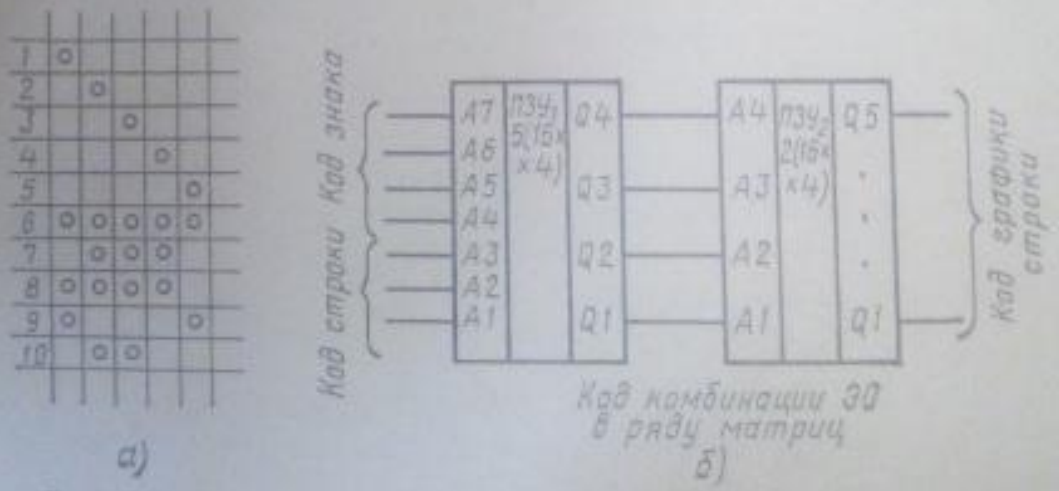


Рис. 3.8. Организация двухуровневого ПЗУ знакогенератора:
а — используемые укрупненные элементы цифр; *б* — структура знакогенератора

§ 3.4. Построение знакогенераторов телевизионных СОИ с использованием комбинационных логических схем

Как и всякую информацию, записанную в ПЗУ, информацию о графике знаков можно представить системой логических уравнений, в которых аргументами являются координаты адреса ПЗУ, а значения функции получаются на информационных выходах. На рис. 3.9,*а* представлена запись в ПЗУ информации о графике буквы А. Логической единице, записанной в матрицу ПЗУ, соответствует ЭО, входящий в контур знака. На рис. 3.9,*а* элемент памяти с записанной логической единицей условно отмечен точкой. С информационных выходов ПЗУ снимается пятиразрядный код, который можно представить следующей системой логических уравнений:

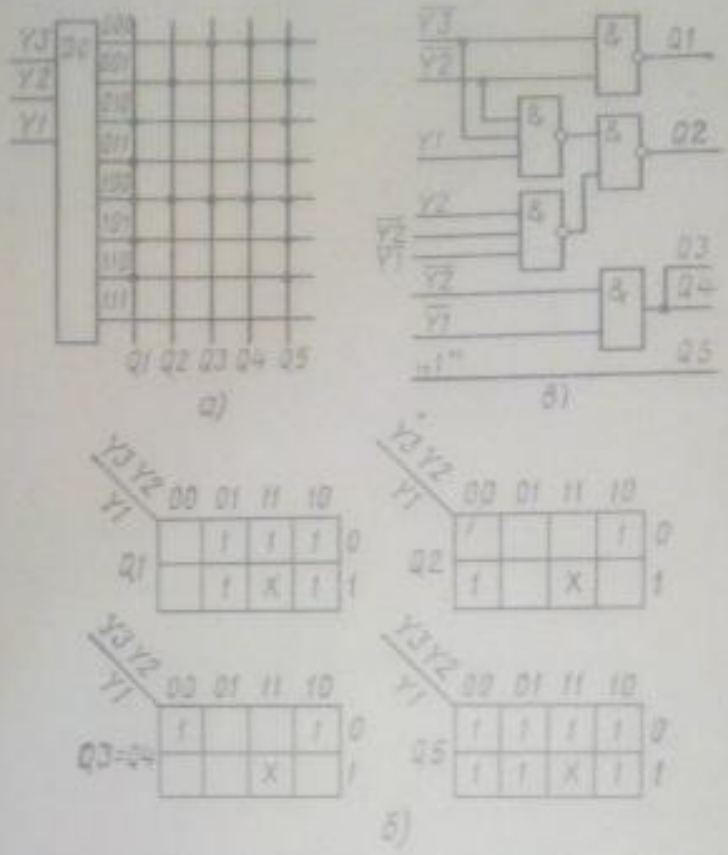


Рис. 3.9. Синтез буквы А:
а — запись информации о графике буквы в ПЗУ; *б* — карта Карно для функций Q1—Q5; *в* — структура знакогенератора

$$Q1 = \overline{Y3}\cdot Y2\cdot\overline{Y1} \vee \overline{Y3}\cdot Y2\cdot Y1 \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1} \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot Y1 \vee Y3\cdot Y2\cdot\overline{Y1},$$

$$Q2 = \overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot Y1 \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1},$$

$$Q3 = Q4 = \overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1} \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1},$$

$$Q5 = \overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1} \vee \overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot Y1 \vee \overline{Y3}\cdot Y2\cdot\overline{Y1} \vee$$
$$\vee \overline{Y3}\cdot Y2\cdot Y1 \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1} \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot Y1 \vee Y3\cdot Y2\cdot\overline{Y1}.$$

Полученную систему уравнений можно минимизировать с помощью карт Карно (рис. 3.9,*б*). Учитывая, что ячейка памяти с адресом 111 не используется (отмечена знаком *X*), получим минимизированные выражения

$$\left.\begin{aligned} Q1 &= Y2 \vee Y3 = \overline{\overline{Y2}\cdot\overline{Y3}}, \\ Q2 &= \overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot Y1 \vee Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1} = \overline{\overline{\overline{Y3}\cdot\overline{Y2}\cdot Y1}\cdot\overline{Y3\cdot\overline{Y2}\cdot\overline{Y1}}}, \\ Q3 &= Q4 = \overline{Y2}\cdot\overline{Y1}, \\ Q5 &= 1. \end{aligned}\right| \quad (3.37)$$

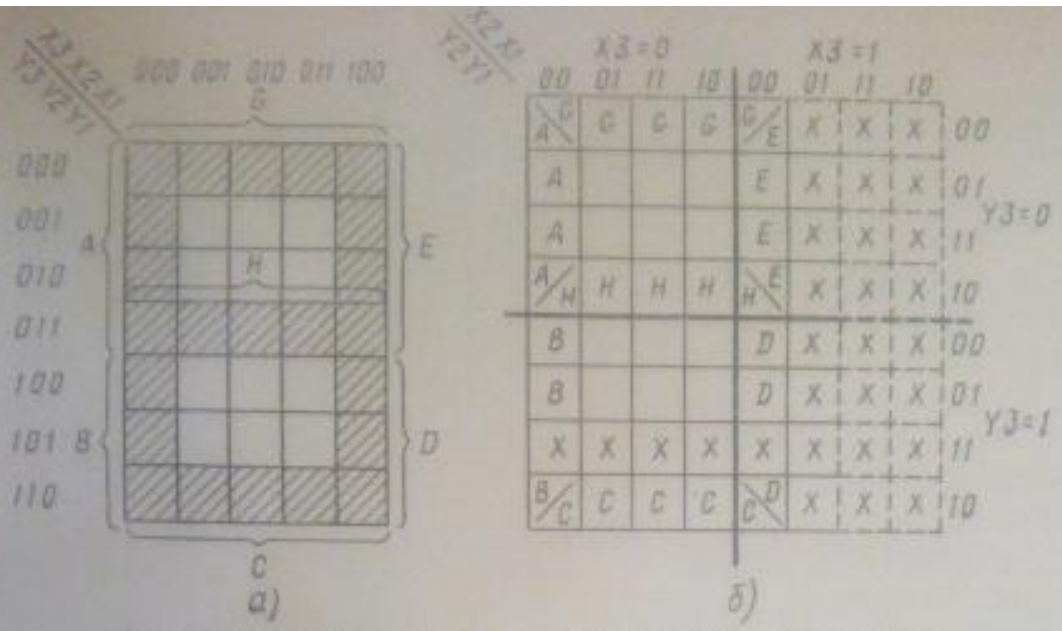


Рис. 3.10. Синтез знаков из укрупненных элементов:
а — 7-сегментная полиграмма; *б* — представление сегментов полиграммы картами Карно

Минимизированная форма записи графики знаков в некоторых случаях (например, для ограниченного алфавита) делает целесообразным реализацию знакогенераторов на комбинационных логических схемах. На рис. 3.9,*в* показана структурная схема знакогенератора, реализующего систему уравнений (3.37).

Дополнительная минимизация схемы знакогенератора возможна при использовании для формирования знаков укрупненных элементов, являющихся общими для группы знаков. В гл. 1 показано, что элементы 7-сегментной полиграммы позволяют сформировать все цифры и некоторые буквы русского и латинского алфавита. Графика 7-сегментной полиграммы в матрице знака 5×7 показана на рис. 3.10,*а*. Логические функции, описывающие каждый укрупненный элемент $A—H$, представлены картой Карно на рис. 3.10,*б*. Логические комбинации аргументов X, Y, неиспользуемые при формировании функций $A—H$, на рисунке обозначены ×. Минимизированные выражения для функций $A—H$ имеют вид

$$\left.\begin{aligned} &A=\overline{X}3\cdot\overline{X}2\cdot\overline{X}1\cdot\overline{Y}3;\quad B=\overline{X}3\cdot\overline{X}2\cdot\overline{X}1\cdot\overline{Y}2;\\ &C=Y3\cdot Y2;\quad D=X3\cdot Y3;\quad E=X3\cdot\overline{Y}3;\\ &G=\overline{Y}3\cdot\overline{Y}2\cdot\overline{Y}1;\quad H=\overline{Y}3\cdot Y2\cdot\overline{Y}1. \end{aligned}\right\} \qquad (3.38)$$

Схема знакогенератора для формирования цифр из укрупненных элементов приведена на рис. 3.11. С помощью логических элементов $D_2—D_8$ реализуется система уравнений (3.38). Преобразователь кодов DC преобразует четырехразрядный двоично-десятичный код в семиразрядный код выбора элементов полиграммы ($A1—H1$). В качестве такого преобразователя может использоваться стандартная микросхема преобразователя кодов для управ-

ления 7-сегментными знакосинтезирующими индикаторами. Комбинация укрупненных элементов, образующих знак, объединяется с помощью логической схемы ИЛИ (D_9). Следует отметить, что в отличие от рассмотренных ранее знакогенераторов в схеме рис. 3.11 снимается не параллельный код с разрядностью, равной числу столбцов матрицы знакомест, а последовательный одноразрядный код управления видеосигналом. Такое преобразование достигнуто за счет подачи на вход знакогенератора кода координат столбцов знакомест *X3; X2; X1*, снимаемого со счетчика рядов матрицы знака *Сч*.

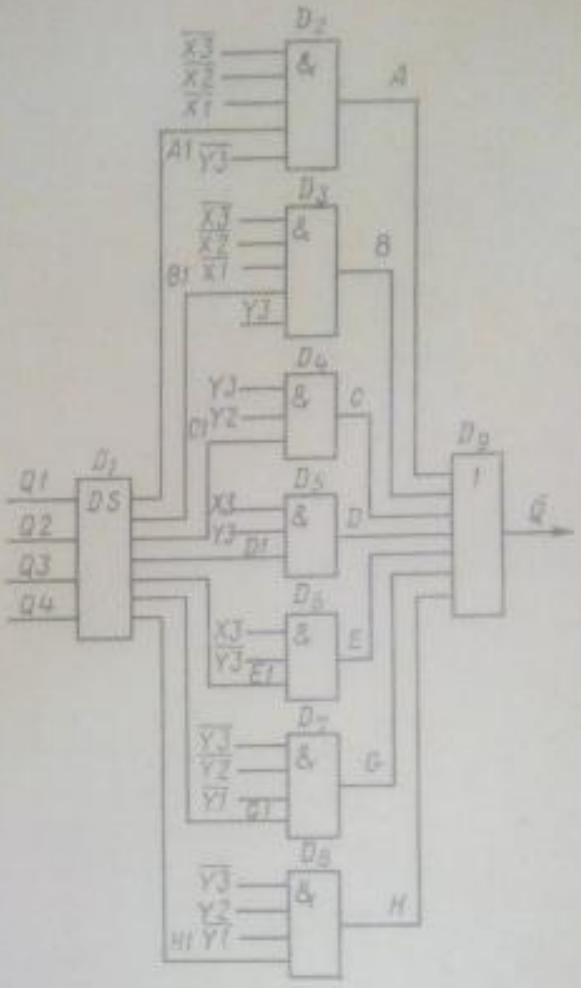


Рис. 3.11. Реализация цифрового знакогенератора на комбинационных логических схемах

Реализация знакогенератора с использованием программируемых логических матриц (ПЛМ). Для реализации системы логических уравнений можно использовать программируемую логическую матрицу (ПЛМ), применение которой в ряде случаев позволяет более рационально, чем в ПЗУ, использовать информационный объем БИС. ПЛМ представляет собой совокупность двух матриц, одна из них реализует логическую функцию И над входными параметрами, а другая—логическую операцию ИЛИ над полученными в первой матрице конъюнкциями. Структурная схема ПЛМ представлена на рис. 3.12,*а*. На рис. 3.12,*б* показан пример организации ПЛМ для двух входных параметров.

Матрица И-ПЗУ в этой схеме реализует два произведения: $P1=Y1\overline{Y2}$; $P2=\overline{Y1}$. Матрица ИЛИ ПЗУ реализует функции

$$Q1=P1+P2=Y1\cdot\overline{Y2}\vee\overline{Y1},\quad Q2=P1=Y1\cdot\overline{Y2}.$$

В пересечении вертикальных и горизонтальных шин ПЛМ образуется элемент памяти емкостью в 1 бит. Если число входных переменных *Y* равно *n*, число произведений *P*—*m*, а число выходов *Q*—*i*, то требуемое число битов в обеих матрицах И и ИЛИ ПЛМ

$$C_{\text{ПЛМ}}=(2n\times m)+im=(2n+i)\,m. \qquad (3.39)$$

В то же время обычные ПЗУ для *n*-адресных входов должны иметь информационную емкость

$$C_{\text{ПЗУ}}=i\times 2^n. \qquad (3.40)$$

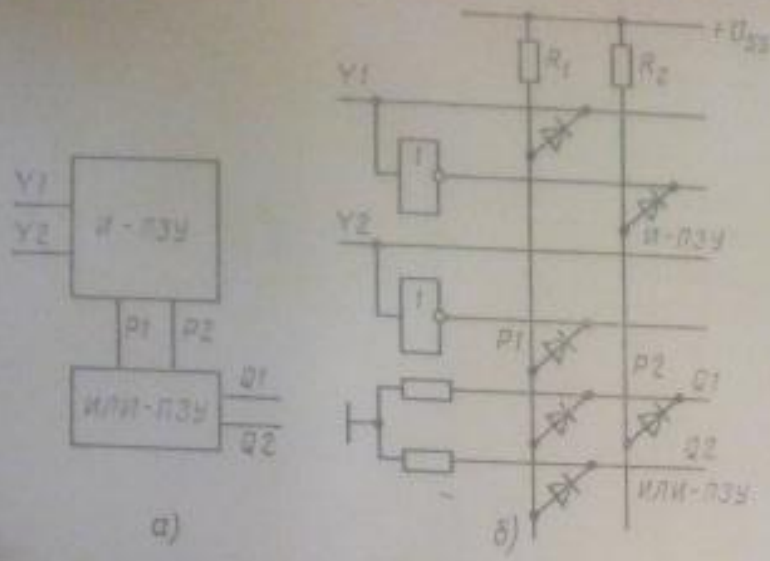


Рис. 3.12. Программируемая логическая матрица (ПЛМ):
а — структурная схема; *б* — организация ПЛМ

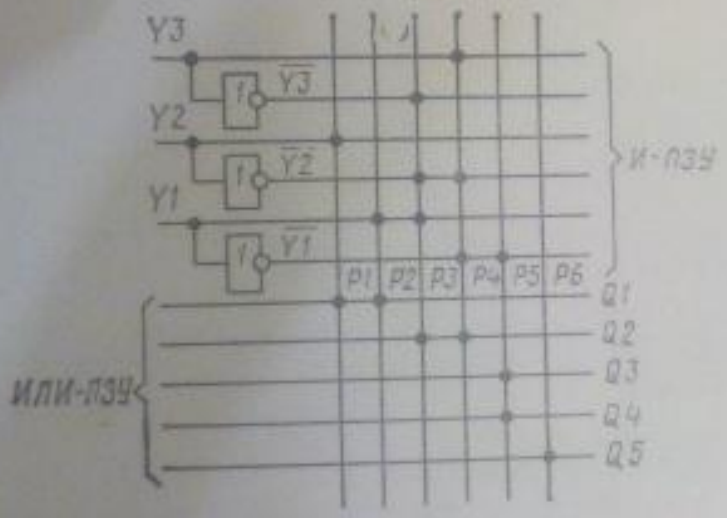


Рис. 3.13. Размещение графики буквы А в ПЛМ

Таким образом, применение ПЛМ выгодно при большом числе входных переменных и относительно малом числе произведений.

В качестве примера рассмотрим запись графики буквы А (см. рис. 3.9,*а*). Минимизированные логические уравнения (3.37), описывающие эту графику, содержат произведения $P1=Y2$; $P2=Y3$; $P3=Y3\cdot\overline{Y2}\cdot Y1$; $P4=Y3\cdot\overline{Y2}\cdot Y1$; $P5=\overline{Y2}\times\overline{Y1}$; $P6=1$ и соответственно $Q1=P1\vee P2$; $Q2=P3\vee P4$; $Q3=Q4=P5$; $Q5=Q6$. На рис. 3.13 показана реализация этих уравнений с помощью ПЛМ (элементы связи показаны на рисунке точками). При трех входных параметрах, шести произведениях и пяти выходных сигналах требуемый объем ПЛМ 66 бит.

§ 3.5. Устройство адресации буквенно-цифровых телевизионных СОИ

Устройство адресации в знаковых СОИ формирует адрес знака, определяющий его положение на информационном поле. В телевизионных СОИ адрес знака на информационном поле соответствует адресу ячейки памяти БЗУ, где хранится код этого знака. В режиме регенерации текстовой информации адресация ячеек памяти БЗУ осуществлялась с помощью счетчика знакомест $Сч_{зн}$ и счетчика текстовых строк $Сч_{тс}$ (см. рис. 2.5 и рис. 3.14). Содержимое этих счетчиков изменяется синхронно с разверткой изображения.

Запись информации в БЗУ в терминальных СОИ осуществляет-

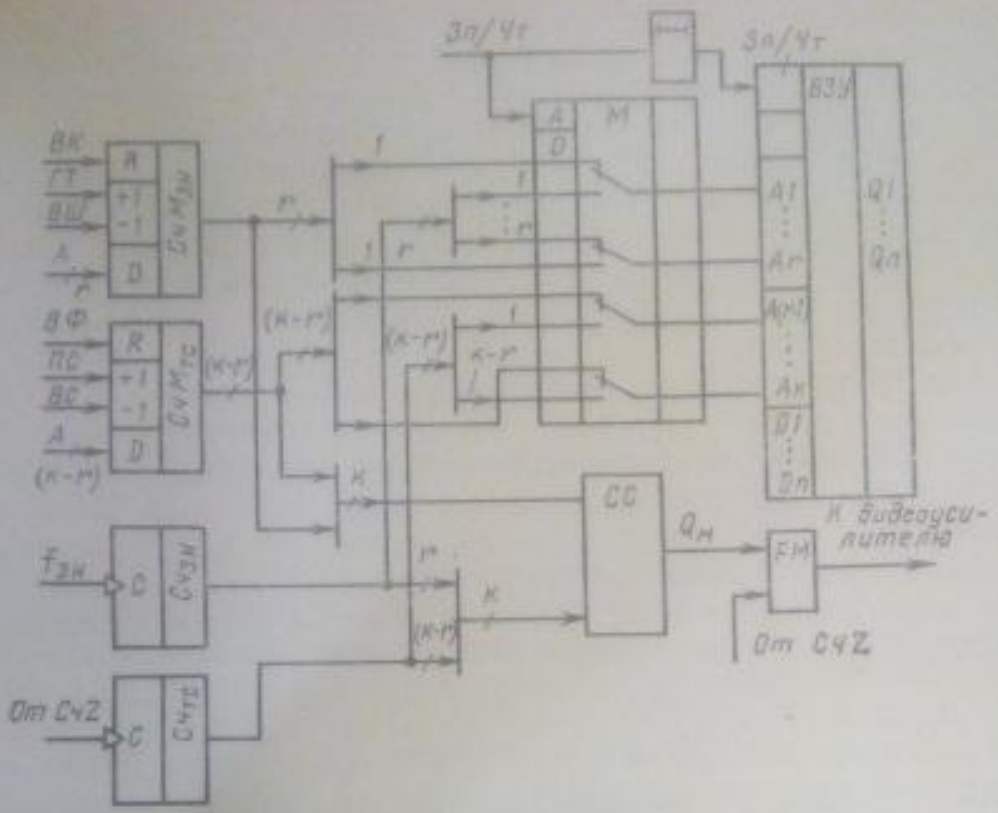


Рис. 3.14. Структурная схема устройства адресации

ся от ЭВМ или с помощью устройства ручного ввода информации оператором. При вводе информации оператор должен видеть, в какую часть информационного поля она вводится. Для этой цели на экране формируется специальная метка, именуемая маркером. Маркер может иметь конфигурацию прямоугольника, обрамляющего знакоместо, треугольника или полоски под знаком и т. д.

Адрес маркера задается счетчиком маркера *СчМ*, состоящим из двух частей: счетчика знакомест $СМ_{зн}$, включающего в себя r младших разрядов адреса, и счетчика текстовых строк $СчМ_{тс}$, включающего в себя $k-r$ старших разрядов адреса. Счетчик маркера определяет его место на экране и статический адрес для ввода информации. Адрес в счетчик маркера вводится от источника информации с помощью соответствующих команд. Управляющие сигналы, формируемые под воздействием некоторых команд, показаны на рис. 3.14: *ВК*—возврат каретки, сбрасывается на ноль содержимое $СчМ_{зн}$ и маркер переводится на первое место той же текстовой строки; *ГТ* — горизонтальная табуляция, содержимое $СчМ_{зн}$ увеличивается на единицу, в результате чего маркер сдвигается вправо на одно знакоместо; *ВШ*—возврат на шаг, содержимое $СчМ_{зн}$ уменьшается на единицу, в результате чего маркер сдвигается влево на одно знакоместо. Для записи произвольного адреса в счетчик маркера можно использовать входы *D* параллельного ввода информации в $СчМ_{зн}$ и $СчМ_{тс}$.

В режиме записи подключение выходов счетчика маркера к адресным входам БЗУ осуществляется мультиплексором *М*. В

режиме считывания (регенерации) мультиплексор подключает к адресным входам БЗУ выходы счетчика регенерации. Изменение режима ЗАПИСИ/ЧТЕНИЯ осуществляется по команде ЗП/ЧТ, воздействующей на мультиплексор, и через схему задержки на соответствующий вход БЗУ. Маркер формируется по сигналу $Q_м$, снимаемому с выхода компаратора кодов *СС*, сравнивающего коды адреса с выхода счетчика регенерации и с выхода счетчика маркера. Этим обеспечивается привязка маркера к адресуемому знакоместу на ИП. Сигнал $Q_м$ поступает на вход схемы формирования маркера *FM*.

Рассмотрим подробнее работу отдельных узлов устройства адресации.

Мультиплексор *М* — устройство, осуществляющее коммутацию цифровых сигналов с p информационных входов на один выход, т. е. коммутацию из p направлений в одно (из p в 1). Адрес коммутируемого направления задается кодовой комбинацией, подаваемой на адресные входы *М*. Таким образом, функция, реализуемая мультиплексором, может быть записана как

$$Q=(\bar{A}_k\bar{A}_{k-1}\ldots\bar{A}_1)DI\vee(\bar{A}_kA_{k-1}\ldots A_1)D_2\vee\ldots\vee(A_kA_{k-1}\ldots A_1)Dp, \quad (3.41)$$

где A_k—A_1 — сигналы на адресных входах; Dp—$D1$ — сигналы на информационных входах; Q—информационный выход *М*, $k=[\log_2 p]$ —число разрядов адресных входов *М*.

Логическое произведение адресных сигналов равно единице только для той входной переменной D_i, индекс которой совпадает с требуемым адресом. Выражение (3.41) показывает, что мультиплексор может использоваться не только для коммутации сигналов, но и для реализации различных логических функций. Для этого переменные подаются на адресные входы, значение функции, соответствующее каждой комбинации переменных, задается на информационных входах, сама функция снимается с выхода *М*. Примером такого применения мультиплексора является схема формирователя напряжения развертки, рассмотренного в § 2.6.

При необходимости коммутации одновременно s групп цепей из p направлений в s направлений (s (из p в 1) используется s мультиплексоров, коммутирующих p входов на один выход (из p в 1). В рассматриваемой схеме адресации (рис. 3.15) необходима коммутация k сигналов с двух направлений ($p=2$) от счетчика регенерации и от счетчика маркера на k направлений ($s=k$), т. е. необходим мультиплексор с организацией k (из 2 в 1), где k—число адресных разрядов БЗУ. Для коммутации двух направлений число адресных входов мультиплексора $k_м=1$.

На рис. 3.14 показан электромеханический аналог такого мультиплексора. Схема реализует систему логических уравнений

$$Qi=(A\cdot DMi)\vee(\bar{A}\cdot DRi)\quad 1\leqslant i\leqslant k. \quad (3.42)$$

где Qi—сигнал на i-м информационном выходе *М*; *А* — сигнал на адресном входе *М*; *DMi* — сигнал с i-го разряда счетчика марке-

ра; DRi — сигнал с i-го разряда счетчика регенерации; k — число адресных разрядов БЗУ.

На рис. 3.15 показана структурная схема мультиплексора, реализующая систему уравнений (3.42) с помощью логических комбинационных элементов. В качестве адресного сигнала в устройстве адресации используется сигнал управления режимом ЗАПИСЬ/ЧТЕНИЕ.

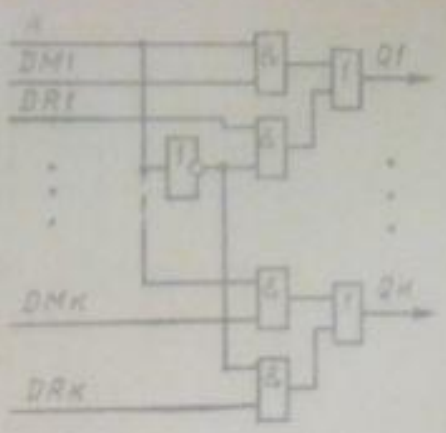


Рис. 3.15. Структурная схема мультиплексора k (из 2 в 1)

Мультиплексоры выпускаются в виде микросхем средней степени интеграции. Распространены ИМС мультиплексоров 4 (из 2 в 1) К531КП11, 2 (из 4 в 1) К531КП2, К155КП2, К564КП1, 1 (из 8 в 1) К531КП1, К155КП5, К564КП2, 1 (из 16 в 1) К155КП1.

Возможно наращивание числа коммутируемых направлений за счет увеличения числа интегральных схем. Принцип наращивания числа направлений мультиплексора аналогичен принципу наращивания числа ячеек памяти ЗУ. Число интегральных схем мультиплексоров выбирают из условия $m=[p/p_м]$, где p — требуемое число коммутируемых направлений, $p_м$ — число направлений, коммутируемых микросхемой.

Адресные входы всех ИМС мультиплексоров объединяются и на них подаются младшие разряды адресации. Старшие разряды используются для выбора соответствующей интегральной схемы мультиплексора. Выходы ИМС мультиплексоров объединяются по правилам, рассмотренным выше для объединения выходов ЗУ.

Пример 3.7. Синтезировать мультиплексор, обеспечивающий переключение двух шестиразрядных кодовых комбинаций 2 (из 6 в 1), используя ИС К155КП2, предназначенную для коммутации 2 (из 4 в 1).

Число необходимых ИМС M $m=[6/4]=2$. Включение микросхем показано на рис. 3.16. Так как у ИМС отсутствует вход выборки микросхем, вместо него используются строб-входы $R1$; $R2$, по которым с помощью старшего разряда $A3$ выбирается либо ИМС DD_1 (при $A3=0$), либо ИМС DD_2 (при $A3=1$). ИМС К155КП2 имеет выход ТТЛ-схем, поэтому объединение информационных выходов происходит с помощью логических схем ИЛИ.

Компараторы кодов СС служат для сравнения двух многоразрядных двоичных слов A и B. В общем случае компараторы кодов определяют следующие соотношения: $A=B$; $A>B$; $A<B$.

В устройстве адресации СОИ компаратор кодов формирует единичный сигнал при равенстве кодов с выхода счетчика регенерации и с выхода счетчика маркера ($A=B$). Для одноразрядных слов равенство кодов выполняется при $A=0$, $B=0$ и при $A=1$, $B=1$. Следовательно, сигнал с выхода CC

$$Q_{A=B}=AB\vee\overline{A}\,\overline{B}=\overline{\overline{A}\,\overline{B}}\cdot\overline{\overline{A}\,\overline{B}}=\overline{(\overline{A}\vee\overline{B})(A\vee B)}=\overline{\overline{A}B\vee A\overline{B}}.$$

Равенство k-разрядных слов выполняется при выполнении этих условий для каждого из разрядов, т. е.

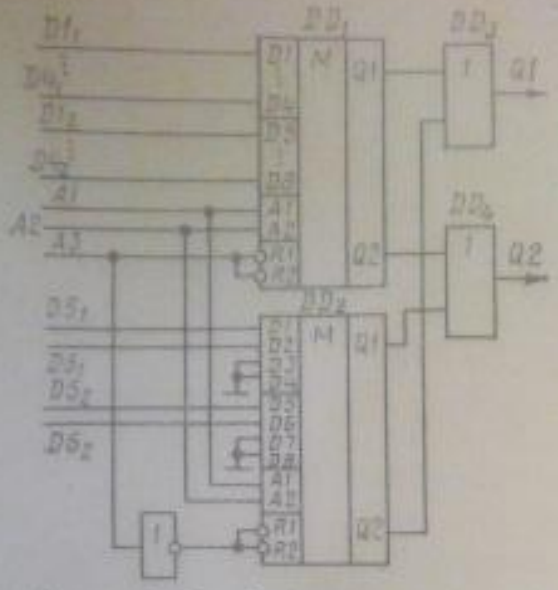


Рис. 3.16. Структурная схема мультиплексора 2 (из 6 в 1) на базе ИМС 2 (из 4 в 1)

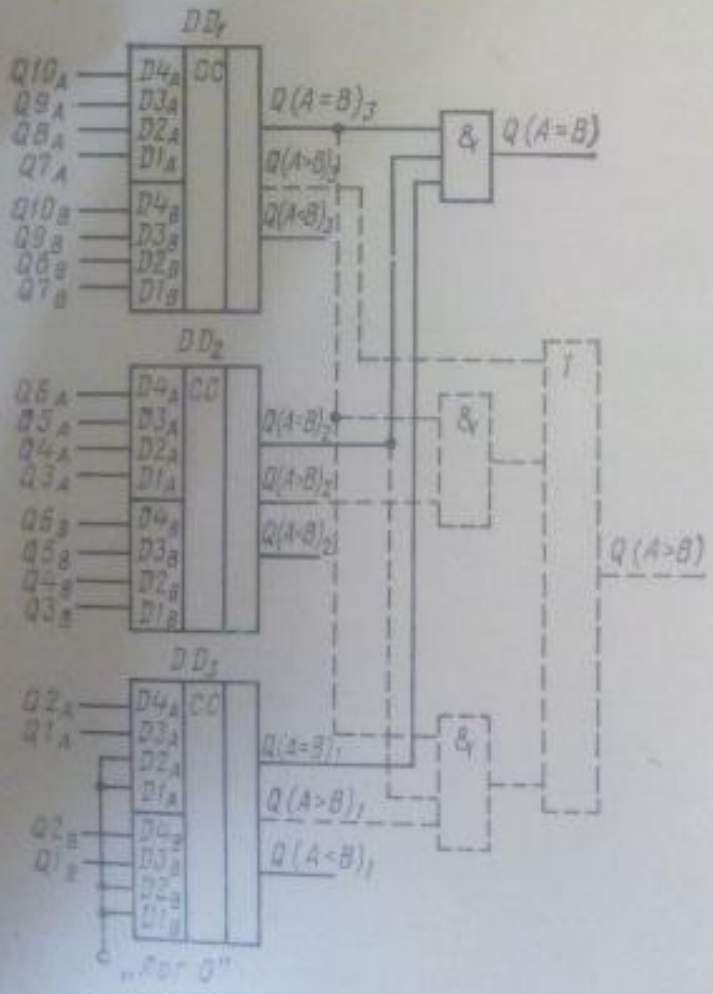


Рис. 3.17. Десятиразрядный компаратор кодов с параллельным наращиванием разрядности

$$Q_{A=B} = (A_k B_k \vee \bar{A}_k \bar{B}_k) \cdot (A_{(k-1)} B_{(k-1)} \vee \bar{A}_{(k-1)} \bar{B}_{(k-1)}) \cdot \ldots \cdot (A_1 B_1 \vee \bar{A}_1 \bar{B}_1). \quad (3.43)$$

Параллельные компараторы кодов на четыре разряда выпускаются в виде микросхем средней степени интеграции, например К564ИП2. Увеличение разрядности сравниваемых кодов достигается объединением выходов нескольких компараторов через соответствующие логические схемы.

Пример 3.8. Синтезировать параллельный десятиразрядный компаратор кодов, используя ИМС четырехразрядных компараторов.

Компаратор кодов строится на базе трех интегральных схем компараторов DD_1—DD_3 (рис. 3.17).

Очевидно, что при равенстве десятиразрядных кодов $A := Q10_A \ldots Q1_A$ $B := Q10_B \ldots Q1_B$ должно выполняться условие $Q_{(A=B)1}=1$; $Q_{(A=B)2}=1$; $Q_{(A=B)3}=1$, где $Q_{(A=B)i}$ — выходной сигнал, соответствующий равенству сравниваемых кодов на входах i-й микросхемы. Следовательно, сигнал, соответствующий равенству всех разрядов сравниваемых кодовых комбинаций,

$$Q_{A=B} = Q_{(A=B)1} \cdot Q_{(A=B)2} \times \times Q_{(A=B)3}. \quad (3.44)$$

Этот сигнал на схеме рис. 3.17 получается с помощью схемы логического умножения.

Условие $A>B$ выполняется в том случае, если выполняется неравенство $Qk_A > Qk_B$ для старших разрядов сравниваемых кодовых комбинаций. Если выполняется условие $Qk_A = Qk_B$, то условие $A>B$ справедливо при

$Q(k-1)_A > Q(k-1)_B$ и т. д.

При реализации операции компарирования двух десятиразрядных кодовых комбинаций на трех ИМС условие выполнения $A>B$ можно записать в следующем виде:

$$Q_{A>B} = Q_{(A>B)3} \vee Q_{(A=B)3} \times \times Q_{(A>B)2} \vee Q_{(A=B)3} \times \times Q_{(A=B)2} Q_{(A>B)1}. \quad (3.45)$$

где $Q_{(A=B)i}$ — сигнал, соответствующий $A>B$ для части разрядов кодовых комбинаций, подаваемых на i-ю ИМС.

Реализация выражения (3.45) с помощью схем логического умножения и сложения показана на рис. 3.17 пунктиром. Аналогично можно показать, что

$$Q_{A<B} = Q_{(A<B)3} \vee Q_{(A=B)3} \times \times Q_{(A<B)2} \vee Q_{(A=B)3} \times \times Q_{(A=B)2} Q_{(A<B)1}. \quad (3.46)$$

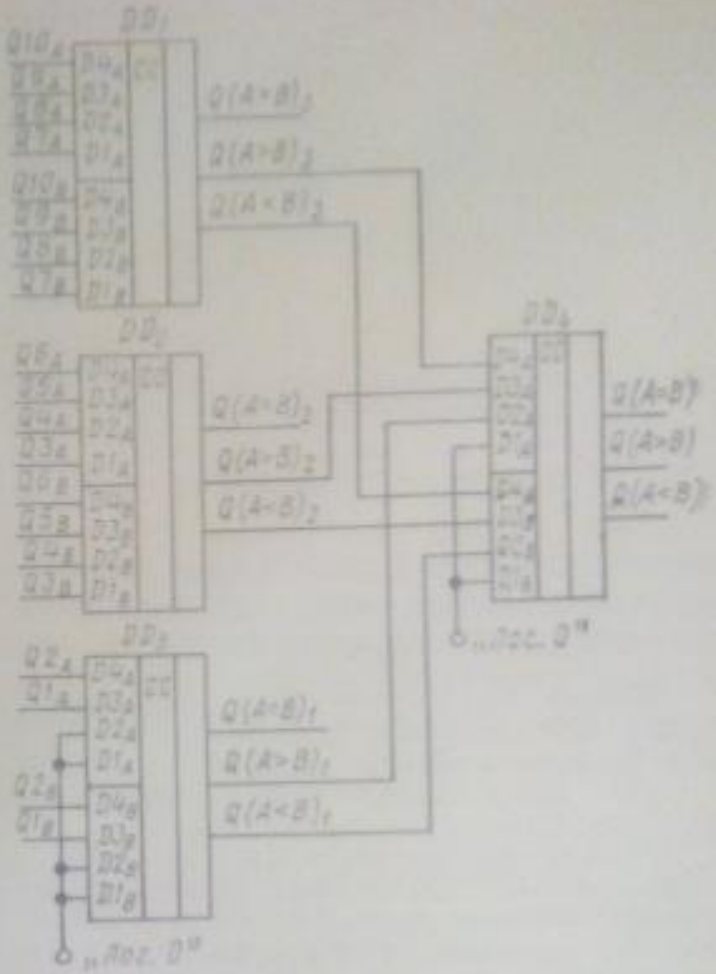


Рис. 3.18. Параллельное соединение ИМС компараторов для наращивания разрядности сравниваемых кодов

Логические операции (3.43)—(3.46), необходимые для наращивания разрядности сравниваемых кодовых комбинаций могут быть реализованы с помощью дополнительной интегральной схемы компаратора кодов. На рис. 3.18 показано параллельное соединение четырехразрядных ИМС для реализации десятиразрядного компаратора кодов.

Некоторое сокращение числа ИМС в компараторе кодов при наращивании разрядности можно получить при последовательном

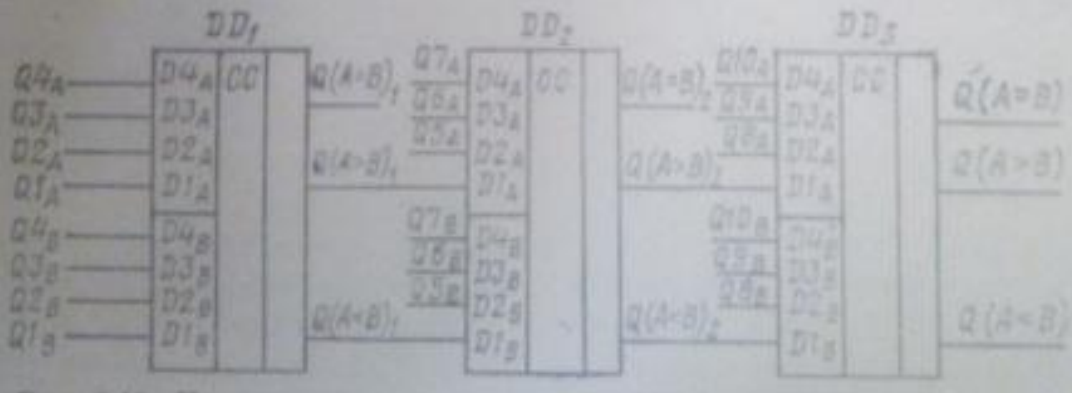


Рис. 3.19. Последовательное соединение ИМС компараторов для наращивания разрядности сравниваемых кодов

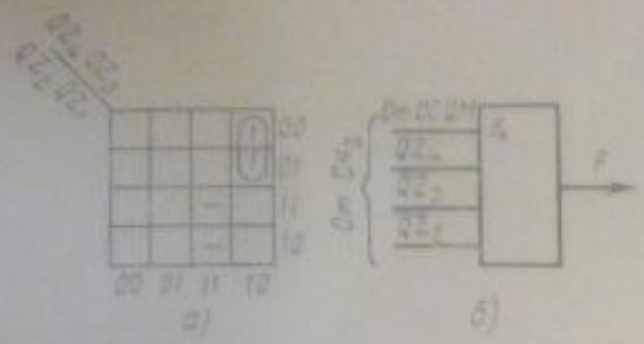


Рис. 3.20. Формирование маркера в телевизионных СОИ:

а — карта Карно для дешифратора номера ряда матрицы знака; *б* — схема формирователя

соединении микросхем. Пример такой реализации десятиразрядного компаратора кодов показан на рис. 3.19. В некоторых интегральных схемах компараторов кодов (например, в ИМС серий 531 и 564) имеются дополнительные выводы для последовательного наращивания разрядности сравниваемых кодов. Недостатком последовательного соединения ИМС компараторов является увеличение задержки срабатывания схемы. Формирователь маркера выполняет функцию генерирования одного знака маркера. Принцип работы формирования маркера *FM* рассмотрим на примере.

Пример 3.9. Синтезировать устройство формирования маркера, имеющего форму отрезка прямой, расположенной под знаком, если матрица знака 5×7, $h'_з=7$, толщина маркера равна высоте двух ЭО.

Счет рядов матрицы знаков осуществляется счетчиком рядов *СчZ*, емкость которого должна быть $h'_з+h'_п$, т. е. 14.

Маркер формируется в 8-м и 9-м рядах знакомест, адрес которых соответствует содержимому счетчика маркера. Следовательно, сигнал *F* на выходе *FM* должен отвечать уравнению $F=Q_м Y_{з.з}$, где $Y_{з.з}$ — сигнал, соответствующий моменту прохождения луча через каждые 8 и 9 строк и являющийся функцией сигналов QZ_4; QZ_3; QZ_2; QZ_1, снимаемых с выхода счетчика *СчZ*.

Для определения функции $Y=f(QZ)$ составим карту Карно (рис. 3.20,*а*) и произведем минимизацию логического выражения $Y_{з.з}=QZ_4\cdot\overline{QZ}_3\cdot\overline{QZ}_2$. Соответственно $F=Q\overline{Z}_4\cdot\overline{QZ}_3\cdot\overline{QZ}_2\cdot QM$. Структурная схема формирователя *FM*, реализующего это уравнение, показана на рис. 3.20,*б*.

§ 3.6. Устройство синхронизации телевизионных СОИ

Устройство синхронизации (УС) телевизионных СОИ предназначено для синхронизации работы генераторов кадровой и строчной разверток, а также ввода и вывода информации из БЗУ и ПЗУ. С помощью УС осуществляется преобразование временной последовательности сигналов в пространственное распределение элементов отображения, обеспечивающее фиксацию положения знакомест и элементов их матрицы на экране ЭЛТ. При разработке СОИ на ЭЛТ, специально предназначенных для отображения алфавитно-цифровой информации, все синхронизирующие сигналы могут передаваться по отдельным линиям связи. При использовании стандартных телевизионных приемников и видеоконтрольных устройств синхронизирующие импульсы строчной и кадровой разверток передаются совместно с видеосигналом по одному каналу. При этом для их передачи используется время обратного хода луча. Кроме видеосигнала и сигналов синхронизации в полный телевизионный сигнал вводятся гасящие (бланкирую-

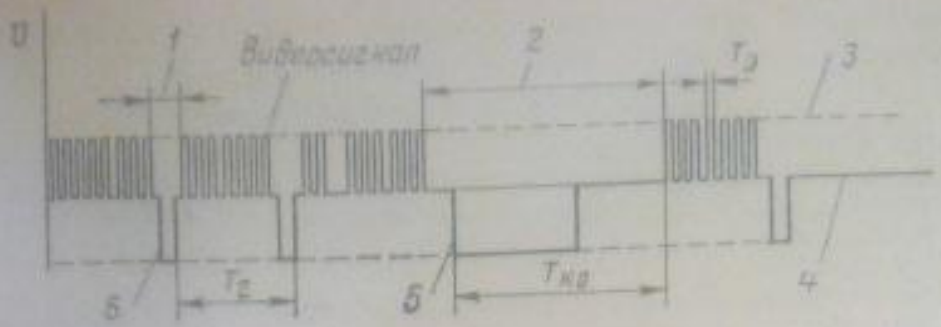


Рис. 3.21. Форма полного телевизионного сигнала:
1, 2 — строчный и кадровый гасящие импульсы; *3, 4* — уровни белого и черного; *5, 6* — кадровый и строчный синхронизирующие импульсы

щие) импульсы, запирающие электронный луч ЭЛТ во время обратного хода строчной и кадровой разверток. Форма полного телевизионного сигнала показана на рис. 3.21. Видеосигнал имеет импульсный характер. Длительность видеоимпульса $T_э$, как уже указывалось, определяет размер элемента отображения по горизонтали. Вершины гасящих импульсов соответствуют уровню черного сигнала, а синхроимпульсы привязываются к нему как к пьедесталу, что позволяет легко отделить их от видеосигнала обычным амплитудным ограничением.

Кадровые синхроимпульсы делают намного шире строчных, что обеспечивает разделение их с помощью интегрирующих и дифференцирующих цепей. Длительность гасящих импульсов берется несколько больше длительности обратного хода разверток. Она зависит от коэффициентов использования горизонтальной и кадровой разверток ($\beta_г$; $\beta_в$).

Помимо кадровых и строчных синхронизирующих и гасящих импульсов УС формирует ряд управляющих импульсов, обеспечивающих процесс регенерации изображения. Часть этих импульсов показана на структурной схеме рис. 2.5; к ним относятся импульсы управления счетчиком знакомест $f_{зн}$, импульсы управления счетчиком текстовых строк $f_{тс}$. Кроме того, следует формировать сигналы гашения луча в интервалах между знакоместами и текстовыми строками и ряд других вспомогательных сигналов, не показанных на структурной схеме. Все синхросигналы формируются от общего тактового генератора *ТГ* с помощью набора делителей частоты и схем формирования сигналов требуемой длительности. К тактовому генератору *ТГ* не предъявляется жестких требований по долговременной стабильности частоты $f_{тг}$. Однако кратковременная стабильность в пределах периодов кадровой развертки не должна приводить к сдвигу начала разверток более чем на $0{,}5T_э$. Следовательно, изменение периода строчной развертки $T_г$ и кадровой развертки $T_к$ не должно превышать указанного значения. Учитывая, что $T_к \gg T_г$ и соответственно $\Delta T_к \gg \Delta T_г$, требования к кратковременной относительной нестабильности задающего генератора $\delta f_{тг}$ можно записать так:

$$\delta f_{тг} = \delta T_г < 0{,}5T_э/T_к.$$

Использовав зависимость между $T_э$ и $T_к$, определяемую с помощью выражений (2.1), (2.4), получаем

$$\delta f_{тг} \leqslant 0{,}5\beta_г (1-\alpha_г)/(ZN_{эс}). \qquad (3.47)$$

Пример 3.10. Определить требования к кратковременной стабильности частоты генератора *ТГ* буквенно-цифрового СОИ с числом знаков в строке $N_{з.тс}=80$, матрицей знака 7×9 и интервалом между знаками в строке $b'_з=2$; коэффициент использования растра по горизонтали $\beta_г=0{,}8$, коэффициент обратного хода развертки $\alpha_г=0{,}18$.

Определим число элементов отображения в строке: $N_{эс}=(b'_з+b'_з)N_{з.тс}=(7+2)\cdot80=720$;

В соответствии с выражением (3.47) получаем $\delta f_{тг} \leqslant 7{,}2\cdot10^{-4}$.

Для обеспечения высокой стабильности частоты $f_{тг}$ задающий генератор выполняют с использованием кварцевых резонаторов. Как уже отмечалось в § 2.2, для того чтобы не наблюдалось перемещения по экрану помехи, наводимой напряжением сети, необходимо выполнение условия равенства или кратности частоты развертки полей или кадров частоте питающей сети.

Для привязки частоты следования кадровых синхроимпульсов к частоте питающей сети в ряде случаев используют систему автоматического регулирования. Структурная схема цифровой системы регулирования частоты задающего генератора показана на рис. 3.22. Частота задающего генератора *ТГ* выбрана равной $2f_{тг}$ ($f_{тг}=1/T_э$), с тем чтобы уменьшить погрешность дискретности регулирования периода кадровой развертки до величины $0{,}5T_э$. За период питающей сети $T_{пс}=1/f_{пс}$ в счетчик *Сч1* будет записано число $N=2f_{тг}T_{пс}$. Это значение с помощью компаратора кодов *СС* сравнивается с опорным значением $N_{оп}=2n_1n_2ZN_{оп}$ выбирают из условия обеспечения равенства $T_к=T_{пс}$. При $T_к>T_{пс}$ компаратор вырабатывает сигнал $A>B$, реверсивный счетчик *Сч2* переводится в режим суммирования, а при $T_к<T_{пс}$ $(A<B)$ — в режим вычитания. Цифровой код с выхода *Сч2* преобразуется цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) в напряжение управления частотой задающего генератора.

Делители частоты синхронизирующего устройства строят на базе кольцевых регистров и счетчиков. Наиболее универсальным способом получения требуемого недвоичного пересчета счетчиков является организация сброса содержимого счетчиков по устано-

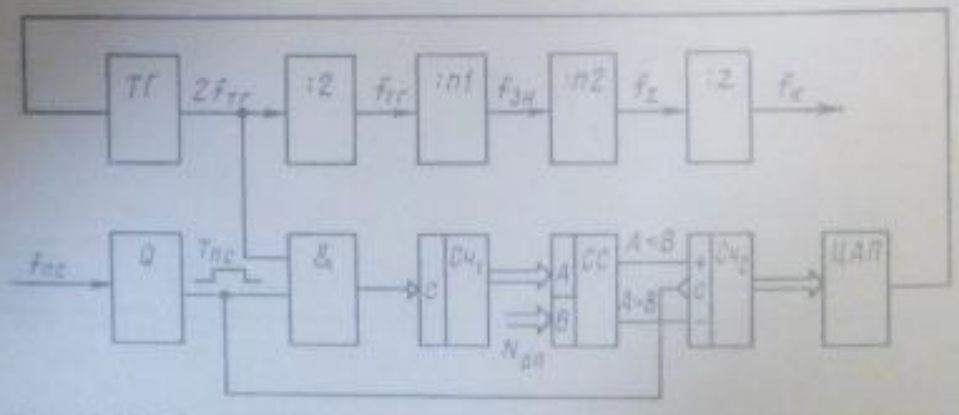


Рис. 3.22. Структурная схема системы синхронизации с автоматической привязкой к частоте сети

вочному входу сигналом с выхода дешифратора, который формируется при равенстве кодовой комбинации с выхода счетчика требуемому значению коэффициента пересчета.

Необходимые длительности синхроимпульсов и времена сдвига могут формироваться: 1) ждущими мультивибраторами, запускаемыми сигналами с соответствующих выходов делителей частоты, 2) с помощью комбинационных логических схем. Первый способ имеет недостаток, присущий аналоговым схемам, — нестабильность временных параметров, а второй — при большом количестве различных синхроимпульсов приводит к сложной логической схеме, синтез которой довольно трудоемок. От указанных недостатков свободна схема формирования синхросигналов на основе ППЗУ. Рассмотрим принцип синтеза части синхронизирующего устройства с использованием ППЗУ на примере формирования двух сигналов: строчного гасящего импульса (СГИ) длительностью $T_{ги}$ и строчного синхронизирующего импульса длительностью $T_{ссч}$.

Пример 3.11. Разработать схему формирования строчных гасящих (СГИ) и синхронизирующих (ССИ) импульсов, входящую в устройство синхронизации СОИ, функциональная схема которого представлена на рис 2.5 (вариант с чересстрочной разверткой). Число знаков в текстовой строке $N_{з\,тс}=64$, размерность матрицы знака 5×7, интервалы между знаками и текстовыми строками $b'_з=3$; $h'_з=5$; коэффициенты использования телевизионного растра по горизонтали и вертикали $\beta_г=\beta_в=0{,}8$.

При синтезе этой части устройства синхронизации все временные параметры удобно задавать в безразмерной форме $n_i=t_i/T_{кв}$, т. е. числом временных интервалов $T_{кв}(T_{кв}=(b'_з+b'_з)T_з)$.

Длительность прямого хода развертки в безразмерной форме $n_{пр}=T_{пр}/T_{кв}=N_{з\,тс}/\beta_г=64/0{,}8=80$.

Период строчной развертки $n_г=T_г/T_{кв}=n_{пр}/(1-\alpha_г)=97$. Для удобства по-

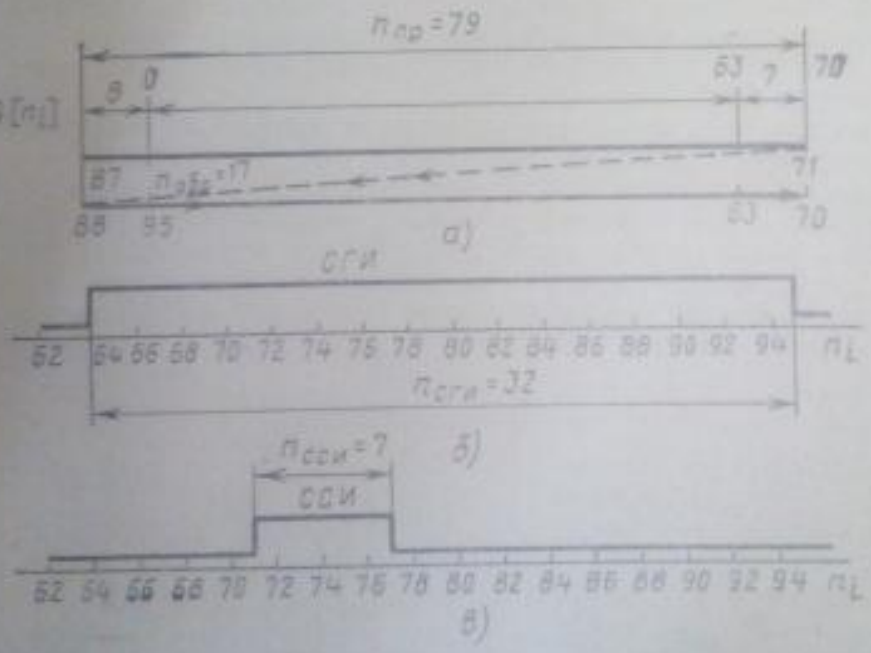


Рис. 3.23. Согласование временно́го и позиционного положения СГИ и ССИ:

а — распределение временны́х интервалов по телевизионной строке; *б* — временны́е диаграммы СГИ; *в* — временны́е диаграммы ССИ

лучения коэффициента деления примем $n_z=96$, уменьшив на 1 $n_{зр}$, т. е. примем $n_{зр}=79$. Из этой величины на охранную зону с левой стороны экрана выделяем восемь, справа — семь знакомест. Распределение безразмерных временных интервалов по ТВ-строке показано на рис 3.23,*а*, где представлена часть ТВ-растра как функция $S[n_i]$. Начало отсчета взято от первого знакоместа, входящего в информационное поле. В соответствии с диаграммой рис. 3.23,*а* построена временная диаграмма для строчного гасящего импульса (рис. 3.23,*б*). СГИ перекрывает обратный ход луча и защитные зоны информационного поля.

Фронт строчного синхроимпульса определяет начало обратного хода луча, длительность ССИ в соответствии с требованиями стандарта телевидения составляет $0{,}07\,T_z$ или $0{,}06\,n_z\approx 7$. ССИ показан на временной диаграмме 3.23,*в*.

Выразим частоту тактового генератора $f_{тг}$ через безразмерный параметр n_z. На основании формулы (2.22) получаем $f_{тг}=n_z f_z (b'_з+b'_и)=96\cdot 15\,625\cdot 8=12$ МГц. Коэффициент деления n_1 (см. рис. 2.5) в соответствии с (2.25) равен $b'_з+b'_и=8$.

Структурная схема формирования сигналов СГИ и ССИ представлена на рис. 3.24.

Делитель на восемь выполнен в виде кольцевого сдвигового регистра на восемь состояний (DD_1). Обратная связь в регистре заведена через схему логического умножения DD_2, что обеспечивает восстановление нормальной работы регистра при любых случайных сбоях. Действительно, при любой исходной комбинации сигналов на входах DD_2, кроме комбинации из единичных сигналов на всех входах, на выходе DD_2 формируется логическая единица. Логическая единица подается на вход последовательного ввода информации D_+. С каждым тактовым импульсом эта единица продвигается к старшим разрядам информационного выхода регистра до тех пор, пока все разряды не примут единичное значение. При этом на выходе DD_2 сформируется логический ноль, который перепишется в разряд $Q1$ в следующем такте. В последующих тактах логический ноль перемещается от разряда к разряду. Использование в качестве делителя кольцевого регистра позволяет легко снять синхронизирующие сигналы с соответствующего выхода регистра с любым сдвигом в пределах знакоместа с дискретностью $T_з$. Коэффициент деления $n2=n2=96$ реализуем на двух четырехразрядных двоичных счетчиках (например, ИС К155ИЕ5). Счетчик DD_3 работает в режиме деления на 16, а DD_4 — в режиме деления на 6. Деление на 6 обеспечивается сигналом сброса в начальное состояние счетчиков DD_3, DD_4, формируемым ИМС DD_5. Сигнал сброса должен быть получен при комбинации 0110 на выходе, т. е. он является функцией четырех аргументов. Однако в связи с тем что десять состояний счетчика не используются, минимизация функции сброса приводит к выражению $F_{обр}=Q3\cdot Q2$.

Формирование требуемой длительности и временного положения СГИ и ССИ осуществляется с помощью БИС ППЗУ DS_1. В младшие разряды ($Q1$) ячеек памяти DS_1, имеющие адреса, соответствующие положению СГИ на телевизионной строке в безразмерных единицах, записываются логические единицы. Соответственно, записываются логические единицы в разряд $Q2$ ячеек памяти, имеющих адреса, соответствующие положению строчного синхроимпульса на телевизионной строке. На адресные входы ППЗУ $A1$—$A5$ подаются выходные сигналы счетчиков-делителей DD_3, DD_4. Информационная емкость ППЗУ опре-

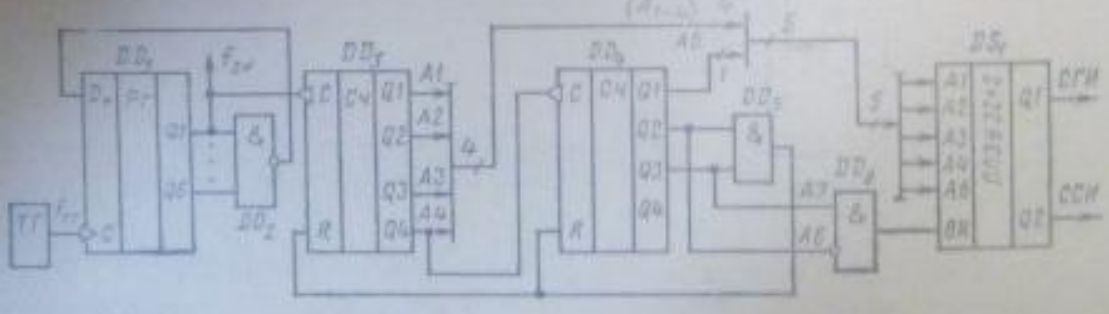


Рис. 3.24. Структурная схема формирования строчного гасящего и синхронизирующего импульсов

деляется числом знакомест $N_{зн.обл.}$, входящих в область, где располагаются все синхросигналы, и числом этих сигналов $n_{сс}$:

$$C_{ППЗУ} \geqslant N_{зн.обл} n_{СС}.$$

В рассматриваемом случае область формирования СГИ и ССИ определяется длительностью гасящего импульса

Выбираем ППЗУ с организацией 32×2. Зона, где располагаются ССИ и СГИ, определяется двумя старшими разрядами *А7*, *А6*, которые используются для управления работой ППЗУ по входу выбора микросхемы *ВК*.

На базе ППЗУ возможно совмещение устройств формирования синхросигналов и делителя частоты, который получают за счет организации обратной связи — включения части информационных выходов на адресные входы ППЗУ. На рис. 3.25,*а* показана схема делителя частоты на ППЗУ с *D*-триггерами в цепи обратной связи. Требуемая при этом информационная емкость ППЗУ определяется условием

$$C_{ППЗУ\ д} \geqslant k_{сост} \times n_{в}. \qquad (3.48)$$

где $k_{сост}$ — число состояний, соответствующее требуемому коэффициенту деления, $n_{в}$ — разрядность информационных выходов ППЗУ:

$$n_{в} \geqslant [\log_2 k_{сост}] + n_{СС}.$$

Схема на рис. 3.25,*б* обеспечивает $k_{сост}=6$, $n_{СС}=2$. Изменения состояния на выходе схемы осуществляются по фронту тактового импульса $x_{такт}$. Порядок функционирования задан таблицей состояний и переходов (рис. 3.25,*а*). Предположим, что в начальный

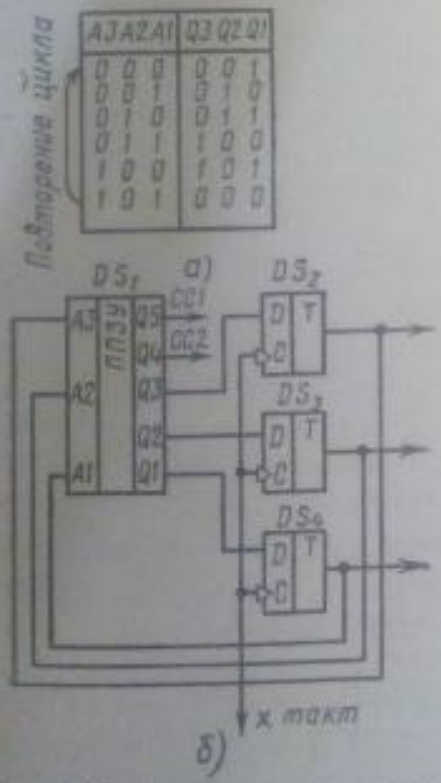


Рис. 3.25. Делитель частоты на основе ППЗУ с внешней памятью на D-триггерах:
а — таблица состояний и переходов; *б* — структурная схема

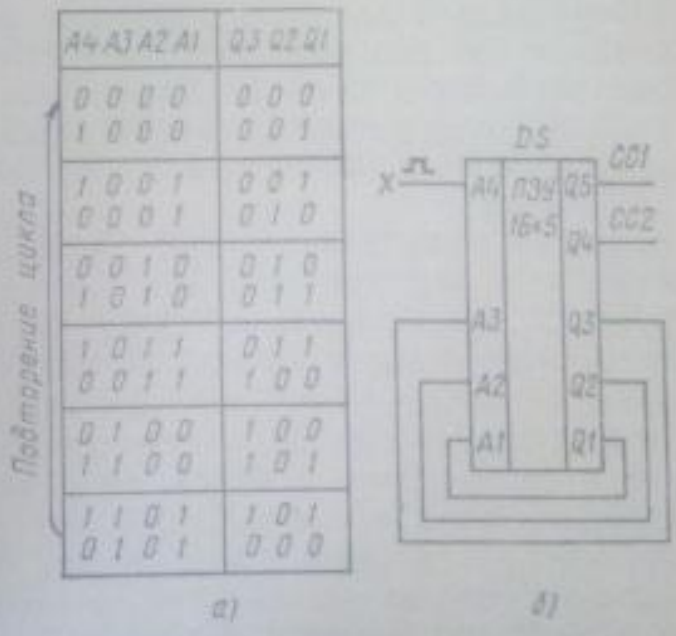


Рис. 3.26. Делитель частоты на основе ППЗУ:
а — таблица состояний и переходов; *б* — структурная схема

момент с выхода триггеров DS_2, DS_3, DS_4 на адресные входы ППЗУ DS_1: $A3$; $A2$; $A1$ задается адрес 000. В эту ячейку памяти записывается адрес следующей ячейки 001, который будет переписан в D-триггер при приходе тактового импульса и по цепи обратной связи подан на адресные входы ППЗУ. Новое состояние 010 зафиксируется до прихода следующего тактового импульса. Через $k_{сост}$ схема возвращается в исходное состояние.

Существуют БИС ЗУ с встроенными триггерами-защелками на выходе. В эти триггеры информация с ячеек памяти переписывается по фронту импульса, подаваемого на вход выбора микросхемы $ВК$. При использовании таких БИС отпадает необходимость в дополнительных D-триггерах. В этом случае обратная связь заводится непосредственно с информационных выходов на адресные входы, а тактирующие импульсы подаются на вход $ВК$. Организация делителя частоты на ППЗУ без дополнительных триггеров возможна также при введении дополнительной информационной избыточности $C_{ППЗУ}=2k_{сост}n_{в}$. На рис. 3.26,*а* показана таблица его состояний и переходов, а на рис. 3.26,*б* — пример организации такого делителя. Следует отметить, что в этой схеме изменение состояния происходит как по фронту, так и по срезу тактирующего импульса. Требуемая функциональная зависимость сигналов $CC1$ и $CC2$ от времени реализуется записью логических единиц в соответствующие разряды ячеек памяти ППЗУ.

§ 3.7. Устройство ручного ввода знаковой информации

Наиболее распространенными устройствами ручного ввода знаковой информации являются клавишные устройства. Они состоят из двух основных частей: набора клавиш, соответствующих набору знаков алфавита и функций редактирования, и устройства кодирования для преобразования сигнала нажатой клавиши в параллельный код обмена информацией.

Для кодирования нажатой клавиши используются два способа адресации — линейный и двухкоординатный.

При линейной адресации к каждой клавише $S1 - SN_a$ подсоединяется один провод, как показано на рис. 3.27. Количество клавиш N_a соответствует основанию кода алфавита плюс набор функций редактирования. Номер нажатой клавиши определяется путем организации сканирования, осуществляемого с помощью мультиплексора M, счетчика $Сч$, генератора тактовой частоты $ГТ$. Мультиплексор обеспечивает коммутацию из N_a в одно направление в соответствии с кодом на адресных входах $A1 - Am$. Разрядность адресных входов должна удовлетворять условию $m \geqslant [\log_2 N_a]$. Такую же разрядность должен иметь счетчик $Сч$. Сигнал с выхода мультиплексора через схему подавления дребезга (СПД) управляет логическим вентилем, через который поступают счетные импульсы тактового генератора на вход счетчика $Сч$. Схема подавления дребезга предназначена для устранения помех, возникающих при вибрации механических контактов при

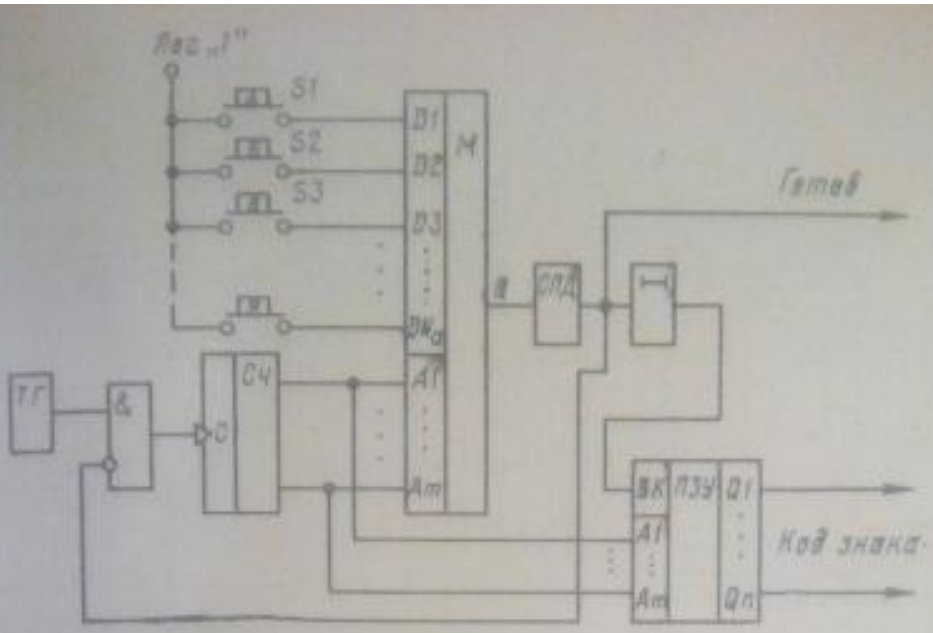


Рис. 3.27. Схема кодирования клавиатуры с линейной системой адресации

их замыкании. При кодовой комбинации на выходе счетчика, соответствующей номеру нажатой клавиши, на выходе мультиплексора появляется сигнал единицы, которым запирается вентиль и прекращается счет импульсов. Через некоторое время задержки, необходимое для установления информации на выходе *Сч*, код номера нажатой клавиши с помощью ПЗУ преобразуется в требуемый код обмена информацией. В частном случае код номера клавиши может соответствовать коду обмена. В этом случае в схеме отсутствует ПЗУ. Если при нажатии одной клавиши нажимают и другую, то изменений не произойдет до тех пор, пока вызвавшая остановку клавиша не будет отпущена. Значит, эту схему можно считать и схемой кодирования приоритета.

Недостатком линейной адресации является большое количество проводов, выводящих информацию с клавиатуры, и большое количество коммутируемых мультиплексором направлений, усложняющее его реализацию.

Схема кодирования с двухкоординатной (матричной) адресацией клавиш показана на рис. 3.28. Каждая клавиша находится в узле матрицы проводников, состоящей из m_X столбцов и m_Y рядов, количество которых выбирают из условия

$$m_X m_Y = N_a. \tag{3.49}$$

При квадратной матрице

$$m_X = m_Y = \sqrt{N_a}. \tag{3.50}$$

Общее количество выводов с матрицы клавиш $m_X + m_Y$ намного меньше, чем при линейной адресации. Действительно, при $N_a = 256$ линейная адресация требует 256 выводов, матричная в соответствии с (3.50) — 32.

К информационным входам мультиплексора подключены m_X выводов столбцов матрицы, к его адресным входам — d младших

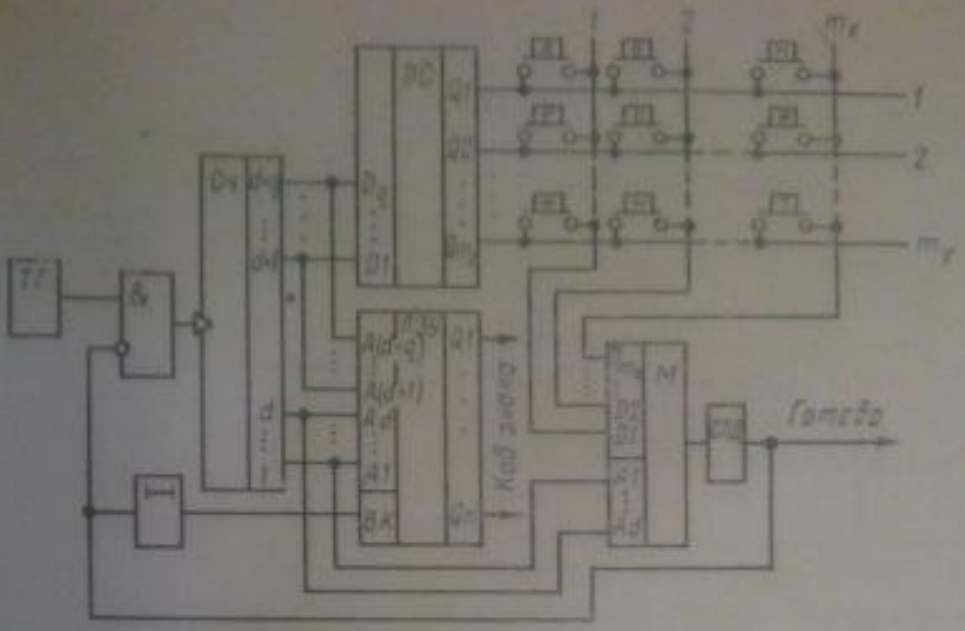


Рис. 3.28. Схема кодирования клавиатуры с двухкоординатной адресацией

разрядов счетчика $Сч$ ($d=[\log_2 m_x]$, старшие q разрядов $Сч$ ($q=[\log_2 m_y]$ — ко входам дешифратора, с помощью которого выбираются последовательно ряды матрицы клавиатуры.

Для предотвращения ошибочного занесения данных при одновременном нажатии трех клавиш, расположенных Г-образно, в цепь столбца каждого переключателя следует ввести диод.

Количество клавиш можно уменьшить вдвое, если каждой соответствуют два знака, относящиеся к разным регистрам, например регистрам русского и латинского алфавитов. Клавиша регистра непосредственно воздействует на старший разряд ПЗУ.

Промышленность выпускает однокристальный контроллер клавиатуры К536ИВ1 ручного ввода данных, обеспечивающий кодирование 90 клавиш (матрица 10×9). Подавление дребезга осуществляется регулируемой временной задержкой от 5 до 40 мс. Кодирование осуществляется в кодах КОИ-8 и КОИ-7 с контрольным разрядом в прямом или инверсном коде.

Клавиатура имеет в своем составе контактные или бесконтактные ключи S. *Контактная клавиатура* имеет малое переходное сопротивление в замкнутом и высокое — в разомкнутом состояниях. Основной недостаток — малый срок службы, обусловленный наличием большого количества механических движущихся частей, а также подгоранием контактов. Для увеличения срока службы часто применяют герметизированные контакты — герконы, представляющие собой пару упругих магнитных контактов, помещенных в герметизированную стеклянную колбу, заполненную инертным газом. Под действием внешнего магнитного поля контакты деформируются и замыкаются. Очень часто внешнее магнитное поле создается постоянным магнитом, расположенным на оси клавиши и перемещающимся при нажатии на нее.

Бесконтактная клавиатура включает в себя бесконтактные преобразователи механических воздействий в электрические сигналы. Различают два вида бесконтактных преобразователей: с механическим перемещением и сенсорные, срабатывающие от прикосновения. Преобразователи с *механическим перемещением* преобразуют механическое перемещение в изменение светового, магнитного потоков, индуктивности, взаимоиндукции, емкости, сопротивления и т. д. Затем это изменение преобразуется в электрический сигнал. Отсутствие контактов резко повышает надежность клавиатуры.

Сенсорные клавиши обеспечивают формирование сигнала прикосновением оператора к пластинам-сенсорам. Их принцип действия основан на изменениях емкости электрической цепи или сопротивления высокоомных делителей при прикосновении оператора пальцем к сенсору, что приводит к изменению частоты или срыву автоколебаний, к задержке импульсного сигнала или изменению уровня сигнала.

Рассмотрим в качестве примера сенсорный преобразователь с емкостной задержкой, схема которого приведена на рис. 3.29,*а*. Принцип действия иллюстрируется временны́ми диаграммами рис. 3.29,*б*. На вход преобразователя поступают прямоугольные импульсы U_I с частотой следования f_0. Если не прикасаться к пластине сенсора $S_п$, то на вывод *б* ИМС DD_2 поступают входные импульсы, инвертируемые ИМС $DD_1(U_1)$. На выходе преобразователя U_0 постоянно сохраняется логическая единица. Если прикоснуться к сенсору $S_п$, то будет внесена емкость человека $C_ч$. Из-за этой емкости импульсы на входе ИМС $DD_2(U_2')$ имеют некоторую задержку τ по отношению к импульсам на входе а. В результате, когда на входы ИМС DD_2 одновременно воздействуют уровни логической единицы, на выходе сигнал имеет уровень логического нуля, т. е. формируется выходной импульс U_0' длительностью τ, которая определяется постоянной времени $C_ч R$:

$$\tau = C_ч R \ln(U_{OH} - U_{D1})/U_T, \qquad (3.51)$$

где U_{OH} — выходное напряжение логической единицы ИМС DD_1; U_{D1} — падение напряжения на диоде $Д_1$, U_T — пороговое напряжение ИМС.

Выражение (3.51) не учитывает влияния времени задержки включения ИМС DD_1 t_D, что справедливо при условии $\tau \gg t_D$. Значение R должно быть меньше или равно критическому значению $(R_{кр})$.

Для ИМС ТТЛ серии 155 $U_T \approx 1{,}4$ В; $I_{IL} \leqslant 1{,}6$ мА; $U_{OH} \geqslant 2{,}4$ В; $R_{кр} \approx 0{,}9$ кОм.

Вносимая емкость $C_ч$ имеет порядок десятков пикофарад. Если принять $C_ч = 40$ пФ, $R = 0{,}8$ кОм, то в соответствии с (3.51) $\tau = 40$ нс. Такие короткие импульсы предъявляют жесткие требования к монтажу клавиатуры — длине соединительных проводников и расстоянию между ними.

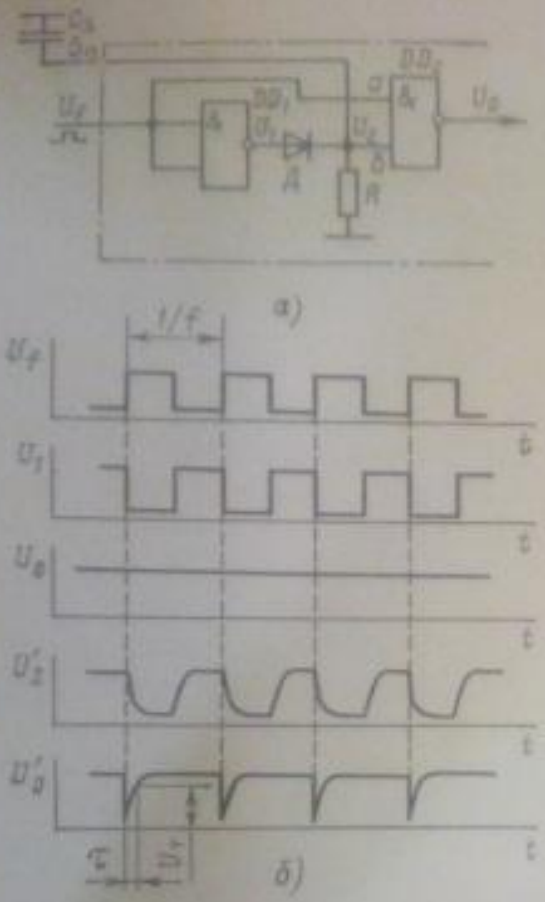


Рис. 3.29. Сенсорный преобразователь:

а — структурная схема; *б* — временные диаграммы

Недостатком сенсорных переключателей является зависимость параметров (емкости или сопротивления) участков между сенсором и концами пальцев оператора от внешней среды и его индивидуальных свойств. Наличие статического электрического заряда на пальцах может привести к пробою электронной схемы. Кроме того, отсутствие тактильных ощущений движения клавиши снижает скорость ввода информации и повышает вероятность ошибок.

Бесконтактная клавиатура с механическим перемещением свободна от указанных недостатков. Примером реализации бесконтактной клавиатуры с использованием емкостного эффекта может быть схема рис. 3.29,*а*, если емкость *C* реализовать из двух пластин, одна из которых неподвижна, а другая механически связана с клавишей. Нажатие клавиши приводит к перемещению подвижной пластины и резкому изменению емкости *C*.

При конструировании бесконтактной клавиатуры широко используется эффект Холла. Функцию магнитоуправляемого электронного ключа выполняет микросхема КБ116КП1. В качестве магниточувствительного элемента в ней используется интегральный элемент Холла. Кроме того, в схему входят дифференциальный усилитель, триггер Шмидта и выходной каскад. Управляющее магнитное поле создается малогабаритным постоянным магнитом, расположенным на подвижной части клавиши. Время включения $\leqslant$0,25 мкс, а выключения $\leqslant$0,5 мкс.

Пример 3.12. Синтезировать схему кодирования для клавиатуры латинского (32 знака) и русского (32 знака) алфавитов. Код знаков КОИ-7. Вводя клавишу переключения регистров латинского и русского алфавитов, можно составить клавиатуру из 32 клавиш, на каждой из которых имеется обозначение двух знаков (русского и латинского). Используем двухкоординатный способ адресации клавиш с матрицей 8×4. Структурная схема соответствует рис. 3.28, при $m_x=8$, $m_y=4$. Выбираем интегральную схему мультиплексора 1 из 8 К155КП7.

Определяем разрядность счетчика *Сч*: $d=[\log_2 8]=3$, $q=[\log_2 4]=2$; общее число разрядов счетчика $(d+q)=5$.

Выбираем тип ПЗУ. Требуемую емкость ПЗУ 64×7 обеспечат две БИС ППЗУ К155РЕ7, к пяти адресным входам которых подключается выход счетчика *Сч*, а ко входам *ВК* каждой БИС — прямой и инверсный сигналы с клавиши выбора регистров.

ГЛАВА 4

Дискретные индикаторы

§ 4.1. Классификация и определения

Под дискретным индикатором понимают прибор, информационное поле которого состоит из отдельных фиксированных в пространстве элементов отображения (ЭО), а изображение создается одним ЭО или их совокупностью. Каждый ЭО представляет собой неделимую конструкцию, управляемую извне.

В основу классификации дискретных индикаторов положим две группы признаков: назначение, которое в основном задается формой, расположением и числом ЭО, и физические процессы, определяющие действие прибора. Следует отметить многообразие физических процессов, используемых в дискретных индикаторах.

По *назначению* различают следующие категории индикаторов: *мнемосхемы*; фиксированные надписи; *одноразрядные* буквенно-цифровые индикаторы, отображающие одно знакоместо; *многоразрядные* буквенно-цифровые индикаторы, содержащие множество фиксированных знакомест в одной или нескольких текстовых строках; *экраны-индикаторы* с информационной емкостью не менее 10 000 элементов отображения, не содержащие фиксированных знакомест; *индикаторы-модули*, конструктивное исполнение которых обеспечивает создание из них составных экранов с большей площадью индикации (в ряде случаев последние представляют собой непрерывное индикаторное поле с постоянным расстоянием между ЭО в любой точке, в том числе на границах модулей); *шкальные* индикаторы, предназначенные для отображения информации в виде светящейся точки или светящегося столбика с положением или высотой, меняющимися в зависимости от входного сигнала; *цифроаналоговые* индикаторы, представляющие собой объединение шкального и многоразрядного буквенно-цифрового индикаторов.

По виду ЭО буквенно-цифровые индикаторы делятся на знакосинтезирующие и знакомоделирующие. Расположение ЭО схематично показано на рис. 4.1. *Знакосинтезирующие* индикаторы могут выполняться как матричные с точечными ЭО в местах пересечения электродов строк и столбцов, мозаичные (каждый ЭО может включаться или выключаться независимо) и сегментные, ЭО которых представляют собой полоски-сегменты, сгруппированные в знакоместа.

В *знакомоделирующих* (с целостным представлением информации) индикаторах ЭО выполняются в виде набора готовых знаков. Из рис. 4.1,*г* видно, что знаки, отображаемые с помощью знакомоделирующих индикаторов, имеют более привычные для глаза начертания, чем в случае знакосинтезирующих. В то же время ЭО в знакомоделирующих индикаторах обязательно долж-

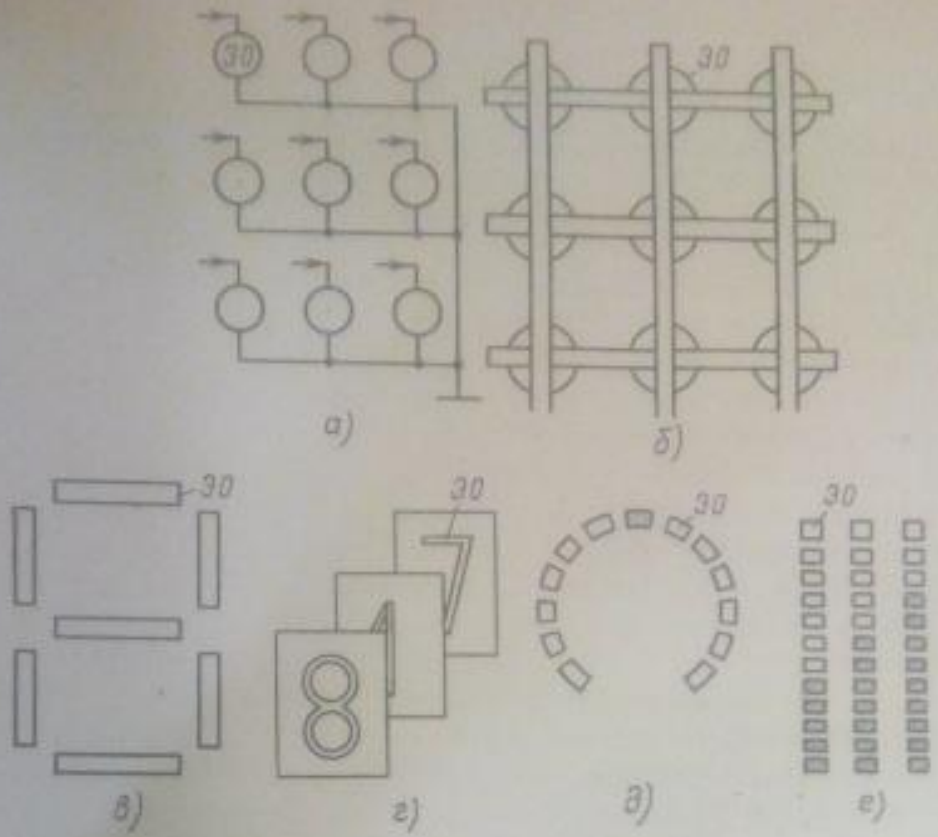


Рис. 4.1. Расположение элементов отображения в дискретных индикаторах:

а — мозаичных; *б* — матричных; *в* — сегментных; *г* — знакомоделирующих; *д*, *е* — шкальных

ны быть расположены в различных плоскостях, что приводит к взаимной их экранировке. В знакосинтезирующих индикаторах (рис. 4.1,*а* — *в*, *д*, *е*) изображение создается из элементов, расположенных в одной плоскости, и угол обзора больше, однако, схемы для формирования из таких ЭО знаков зачастую сложнее, чем в знакомоделирующих индикаторах.

Знакосинтезирующие и знакомоделирующие индикаторы могут выполняться как в виде одноразрядных (одно знакоместо), так и в виде многоразрядных (несколько фиксированных знакомест) приборов.

Наиболее широко используемой группой дискретных индикаторов являются буквенно-цифровые приборы. При отображении ограниченного количества знаков они позволяют построить более простую, экономичную, имеющую лучшие массогабаритные показатели и потребляющую меньшую мощность аппаратуру, чем на основе ЭЛТ. В последнее время при отображении больших массивов буквенно-цифровой и графической информации конкурировать с ЭЛТ стали и плоские экраны. Они отличаются от буквенно-цифровых индикаторов прямоугольной формой информационного поля, содержащего не менее нескольких тысяч ЭО, а также отсутствием на этом поле фиксированных знакомест. Экранные ин-

дикаторы используют мозаичный или матричный варианты расположения ЭО, подобные изображенным на рис. 4.1,*а*, *б*.

Если требуется аналоговое представление информации, применяют шкальные индикаторы, ЭО в которых располагаются таким образом, чтобы из них можно было создать криво- или прямолинейную полоску переменной длины или же изменять положение светящегося ЭО относительно начала шкалы (рис. 4.1,*д*, *е*).

По принципу действия индикаторы делятся на две основные группы: *активные*, в которых электрическая энергия непосредственно преобразуется в свет, и *пассивные*, которые только модулируют внешний световой поток. Основными преимуществами активных индикаторов являются высокое быстродействие, способность работать при малой освещенности окружающей среды и большой угол обзора. По этим параметрам пассивные индикаторы уступают активным, но зато сохраняют контраст при высокой освещенности и потребляют значительно меньше электрической энергии.

В группу активных индикаторов входят полупроводниковые, электролюминесцентные, вакуумные люминесцентные, газоразрядные, накаливаемые вакуумные. К пассивным индикаторам относятся жидкокристаллические, электрофорезные, электрохромные, а также сегнетокерамические.

§ 4.2. Полупроводниковые индикаторы

Полупроводниковые индикаторы наиболее часто применяются для отображения знаковой информации при относительно небольших размерах символа и ограниченном числе знакомест. Эти приборы характеризуются высокой надежностью, низким уровнем управляющих напряжений и большой скоростью переключения.

Первые полупроводниковые светоизлучающие приборы (на основе карбида кремния) были созданы советским ученым О. В. Лосевым в 1922 г., который также заложил основы современных представлений о механизмах излучения (электролюминесценции) и возможных применениях светоизлучающих *p-n*-переходов.

Различают электролюминесценции *инжекционную*, возникающую при прохождении тока через прямосмещенный *p-n*-переход (эффект Лосева), и предпробойную, появляющуюся при наложении на слой электролюминофора сильного электрического поля (эффект Дестрио). На первом из этих эффектов основано действие полупроводниковых индикаторов, на втором — электролюминесцентных индикаторов.

Зонные диаграммы несмещенного и прямосмещенного *p-n*-переходов показаны на рис. 4.2,*а*, *б*.

При прямом смещении *p-n*-перехода высота потенциального барьера снижается и электроны из *n*-области диффундируют (инжектируются) в *p*-область, где они и рекомбинируют с дырками. Аналогичным образом дырки из *p*-области могут диффундировать в *n*-область и там рекомбинировать (в реальных приборах пре-

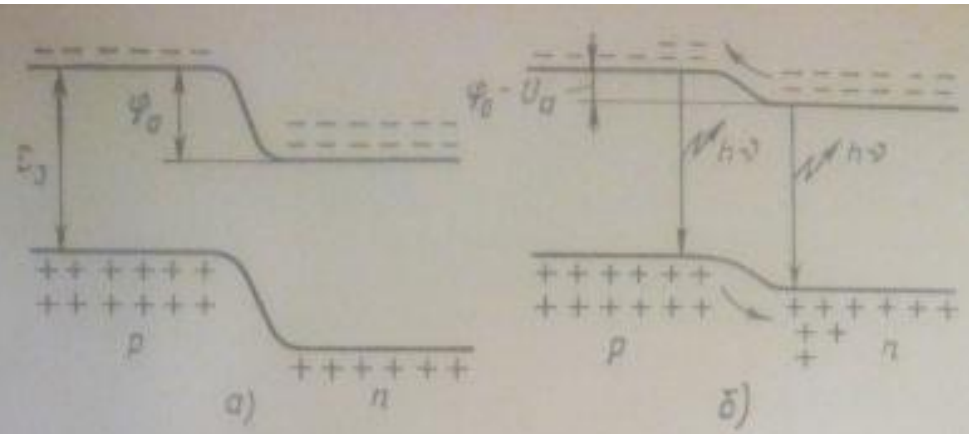


Рис. 4.2. Зонные диаграммы *p-n*-переходов:
а — несмещенного; *б* — прямосмещенного

обладает диффузия только одного вида носителей, причем таковыми обычно являются электроны). Таким образом, рекомбинация в полупроводниковых индикаторах поддерживается благодаря инжекции неравновесных носителей сквозь *p-n*-переход.

Для получения высокой световой эффективности * полупроводниковых индикаторов необходимо, чтобы основная доля энергии, освобождаемой при рекомбинации, расходовалась на излучение. Вероятность излучательной рекомбинации в первую очередь связана со специфической формой зонной диаграммы полупроводника. Зонные диаграммы двух классов полупроводников, широко применяемых в индикаторах (*прямозонных* и *непрямозонных*), иллюстрируются рис. 4.3, на котором показана зависимость энергии носителя заряда от значения волнового вектора (квазиимпульса) $K_в$ для полупроводников $GaAs_{1-x}P_x$ при изменении x.

Отличительной чертой прямозонных полупроводников является то, что главный минимум зоны проводимости и максимум валентной зоны соответствуют одному и тому же значению $K_в$ (кривые при $x=0$, $x=0{,}4$). Тем самым электрон и дырка, участвующие в рекомбинации, имеют одинаковые импульсы, т. е. этот процесс происходит с изменением энергии, но при сохранении импульса. Вероятность такой двойной рекомбинации достаточно велика.

Для непрямозонных полупроводников (кривые при $x=0{,}65$; 0,85; 1,0) максимум валентной зоны и минимум зоны проводимости соответствуют разным значениям $K_в$, т. е. при рекомбинации меняются и энергия и импульс. В этом случае законы сохранения требуют, чтобы в процессе участвовали третьи частицы. Вероятность тройной рекомбинации заметно ниже, чем двойной. В непрямозонных полупроводниках возможна и двойная рекомбинация при неизменном числе $K_в$, однако ее вероятность ниже из-за слабого заполнения электронами уровней левого минимума зоны проводимости. Для увеличения световой эффективности непрямозонных полупроводников либо применяют материалы с малым коли-

* Световая эффективность — отношение светового потока, создаваемого индикатором, к подводимой мощности; выражается в люменах на ватт.

чеством примесей и дефектов, что уменьшает долю актов безызлучательной рекомбинации, либо вводят легирующие добавки (например, N, Zn, O), способствующие усилению излучения. При наличии примесей рекомбинация происходит в три стадии, обозначенные на рис. 4.3 стрелками.

Вольт-амперная характеристика прямосмещенного диода дается уравнением

$$I_д = A \exp\left[eU_д/(kT)\right] + B \exp\left[eU_д/(2kT)\right], \quad (4.1)$$

где A и B — постоянные; e — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — температура, К; $U_д$ — напряжение на p-n-переходе. Первое слагаемое в (4.1) представляет собой диффузионный ток $I_д$, а второе — рекомбинационный ток $I_р$ в обедненной области p-n-перехода. Так как последний обусловлен рекомбинацией на глубоких уровнях, то он не дает вклада в излучательные процессы. Тем самым последние пропорциональны только диффузионному току, т. е. яркость излучения

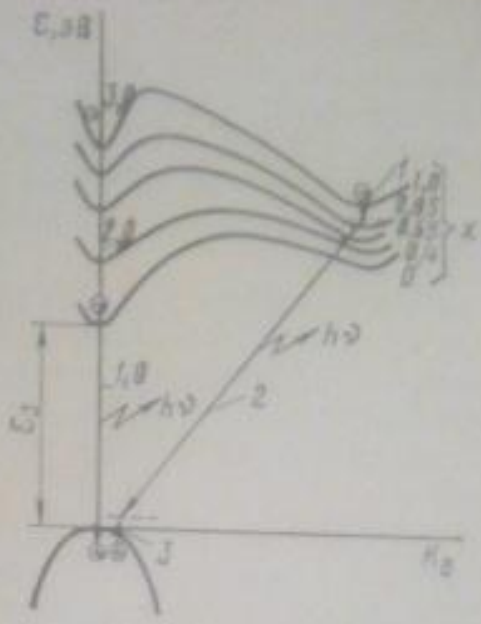


Рис. 4.3. Зонные диаграммы полупроводниковых соединений $GaAs_{1-x}P_x$ при разных x: *1* — захват электрона изоэлектронным центром примеси; *2* — излучательная рекомбинация; *3* — формирование связанного экситона

$$I_в \sim I_д^2. \quad (4.2)$$

Несложным преобразованием приводим уравнение (4.1) к виду

$$I_д = I_д + \frac{B}{A}\sqrt{I_д}. \quad (4.3)$$

отсюда для области малых напряжений, где преобладает рекомбинационный ток,

$$I_в \sim I_д^2, \quad (4.4)$$

а для промежуточных и больших токов, где преобладает диффузионный ток,

$$I_в \sim I_д. \quad (4.5)$$

Рассмотрим теперь факторы, определяющие спектральный состав излучения p-n-перехода. Как известно, длина волны λ рекомбинационного излучения связана с шириной запрещенной зоны $\varepsilon_з$ формулой

$$\lambda = ch/\varepsilon_з = 1238/\varepsilon_з, \quad (4.6)$$

где c — скорость света; λ — длина волны, нм; $\varepsilon_з$ — ширина запрещенной зоны, эВ.

Так как длинноволновый порог чувствительности глаза соот-

ветствует $\lambda=700$ нм, то минимальная ширина запрещенной зоны в полупроводниковых индикаторах по (4.6) должна быть приблизительно равна 1,7 эВ. Такие материалы IV группы, как германий или кремний, имеют малую ширину запрещенной зоны $\varepsilon_з$ (германий — 0,7 эВ и кремний — 1,1 эВ). Так как соответствующая длина волны рекомбинационного излучения лежит в инфракрасной области спектра, материалы не могут быть применены для индикации.

Для создания индикаторов широко применяется твердый раствор тройного соединения III—V групп периодической системы $GaAs_{1-x}P_x$. Изменяя значения x можно регулировать $\varepsilon_з$ и получать материалы с различным цветом свечения.

Практически можно использовать прямозонный полупроводник с $x=0{,}4$, $\varepsilon_з=1{,}8$ эВ и длиной волны $\lambda=687$ нм, приходящейся на красную часть спектра. Для непрямозонных соединений $GaAs_{1-x}P_x$ возможно увеличение x до единицы с одновременным сдвигом λ в сторону зеленой части спектра.

При $x=1$ $GaAs_{1-x}P_x$ превращается в фосфид галлия GaP. При легировании N в нем возникает зеленая люминесценция, при легировании Zn, O — красная.

Важнейшей характеристикой полупроводниковых индикаторов является внешний квантовый выход (световая эффективность)

$$\eta_{св}=\gamma_и\eta'_{св}\varkappa, \qquad (4.7)$$

где $\gamma_и$ — коэффициент инжекции диода; $\eta'_{св}$ — эффективность генерации света; $\varkappa$ — оптический коэффициент, учитывающий долю выводимого света.

Рис. 4.4. Кандел-амперные характеристики различных типов полупроводниковых излучателей:
1—GaP : ZnO; 2 — $GaAs_{0,35}P_{0,65}$: N; 3—$GaAs_{0,43}P_{0,57}$: N; 4— GaP : N; 5— $GaAs_{0,60}P_{0,38}$

Зависимость силы света* от тока для диодов GaP и $GaAs_{1-x}P_x$ показана на рис. 4.4. Почти для всех типов приборов наблюдается сверхлинейная зависимость и только легированные ZnO, светодиоды из GaP с красным цветом свечения характеризуются сублинейной зависимостью.

Сверхлинейная зависимость объясняется тем, что с ростом полного тока возрастает $\gamma_и$ из-за увеличения доли диффузионного компонента тока по сравнению с рекомбинационным. При больших токах $\gamma_и$ становится равным единице и рост силы света приближается к линейному. В целом кривые для светодиодов GaP и $GaAs_{1-x}P_x$, легированных N,

* Малые размеры излучателей затрудняют измерения, поэтому полупроводниковые индикаторы характеризуют силой света, а не яркостью; соответствующие характеристики называют кандел-амперными.

могут быть описаны формулами (4.4) и (4.5).

Сублинейная зависимость для светодиодов из GaP, легированных ZnO, обусловлена тем, что в них одновременно с ростом γ_n происходит спад $\eta'_{св}$ из-за быстрого насыщения излучательных центров примесей.

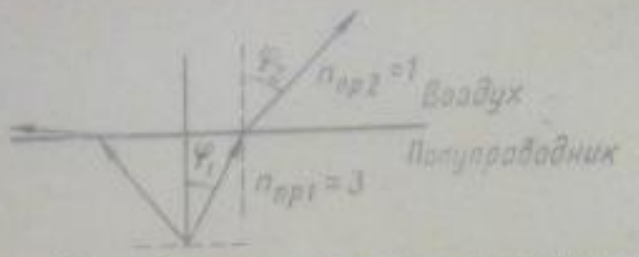


Рис. 4.5. Выход излучения из полупроводника во внешнюю среду

Сверхлинейная зависимость излучения большинства светодиодов указывает на целесообразность использования больших токов для их возбуждения. Однако при этом следует учитывать увеличение тепловыделения и повышение температуры p-n-перехода, что снижает эффективность генерации света $\eta'_{св}$ из-за увеличения числа безызлучательных переходов. Таким образом, в случае сверхлинейной зависимости яркости от тока лучше всего использовать возбуждение импульсами со значительной скважностью.

Как следует из формулы (4.7), внешний квантовый выход зависит еще и от коэффициента вывода света $\varkappa$. На рис. 4.5 иллюстрируется прохождение луча света, генерируемого в p-n-переходе, через слой полупроводникового материала (показатель преломления $n_{пр1}>1$) во внешнюю среду (например, воздух с $n_{пр2}=1$). Исходя из закона полного внутреннего отражения, можно определить угол выхода излучения как

$$\varphi_{кр1}=\arcsin(n_{пр1}/n_{пр2}).$$

Тогда для GaP ($n_{пр1}=3{,}28$) на границе с воздухом ($n_{пр2}=1$) $\varphi_{кр1}=17{,}7°$, соответствующий телесный угол равен 0,187 ср. При коэффициенте пропускания 0,695 доля света, проходящего через наружную поверхность светодиода после первого падения, составляет 0,046. В некоторых новых приборах на основе непрямозонных тройных соединений $GaAs_{1-x}P_x$ на подложку нанесен отражательный слой, благодаря чему наружу выходит не только излучение, сосредоточенное внутри телесного угла, соответствующего $\varphi_{кр1}$, но и однократно либо многократно отраженная часть остального излучения. Таким образом, в зависимости от конструкции и используемого материала световая эффективность полупроводниковых индикаторов меняется от сотых долей до единиц люмен на ватт.

Полупроводниковые индикаторы изготовляются в монолитном или гибридном исполнении. Монолитные — это знаковые индикаторы с размерами символов порядка 2—3 мм, в корпусы которых часто встроена увеличивающая пластмассовая линза. Изображенный на рис. 4.6 прибор состоит из ряда p-областей, расположенных в подложке n-типа, n-слой является отрицательным контактом для всех p-n-переходов. Другие контакты создаются осаждением металла на диэлектрический слой, покрывающий поверхность.

При изготовлении индикаторов с размером знака 7 мм или больше предпочитают гибридную структуру, обеспечивающую за-

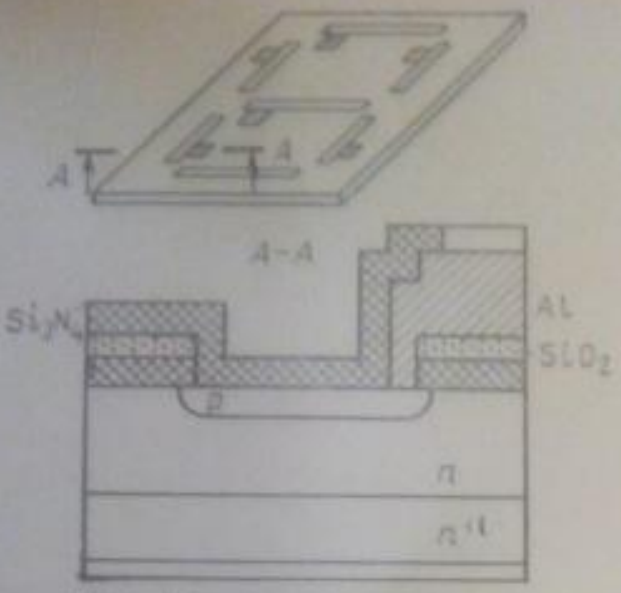


Рис. 4.6. Конструкция монолитного полупроводникового индикатора

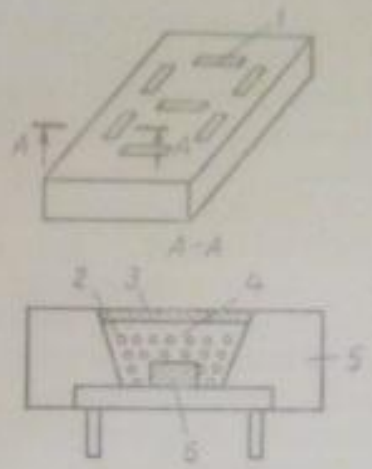


Рис. 4.7. Конструкция гибридного полупроводникового индикатора:

1 — сегмент; *2* — светорассеивающий материал; *3* — диффузор; *4* — полость; *5* — пластмасса; *6* — излучатель

метную экономию дорогого полупроводникового материала. Конструкция такого индикатора изображена на рис. 4.7. Для преобразования точечного свечения излучателя размером около 0,3××0,3 мм² в свечение сегмента в слое пластмассы делаются продольные полости, заполненные светорассеивающим материалом и закрытые сверху диффузором. Иногда полость заполнена воздухом, а ее внутренние стенки покрыты отражательным слоем. Гибридная конструкция также применяется для многоразрядных индикаторов.

Выбор режимов возбуждения индикаторов определяется их кандел-амперной и вольт-амперной характеристиками. Первые были показаны на рис. 4.4, вторые, изображенные на рис. 4.8 для различных материалов, являются типичными для прямосмещенных *p-n*-переходов. В большей части рабочего диапазона ток экспоненциально увеличивается с напряжением, при больших токах характеристики спрямляются из-за внутреннего омического сопротивления диода. Для $GaAs_{1-x}P_x$ с увеличением x прямое падение возрастает, что объясняется увеличением ширины запрещенной зоны. Отметим также, что для прямозонных индикаторов динамическое сопротивление составляет 1—2 Ом, в то время как для непрямозонных — 7—15 Ом. Это связано с более высокой подвижностью носителей в прямозонных полупроводниках.

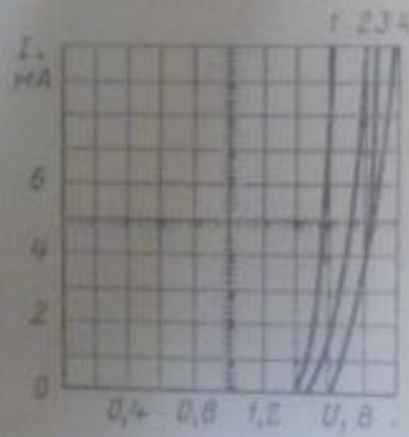


Рис. 4.8. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых излучателей:

1 — $GaAs_{0,6}P_{0,4}$; *2* — $GaAs_{0,35}P_{0,65}$; *3* — $GaAs_{0,14}\times\times P_{0,86}$; *4* — GaP : N

Токи не должны превышать приблизительно 100 мА, иначе носители зарядов начинают вытесняться в область под металлическим контактом и соответствующее излучение может не достигнуть наблюдателя.

Кандел-амперные характеристики, приведенные на рис. 4.4, могут быть аппроксимированы формулой

$$I_v = I_{v0} I_a^n, \tag{4.8}$$

где I_v — сила света.

Используя закон Тальботта, выразим силу света $I_{vи}$ в импульсном режиме через силу света в непрерывном режиме $I_{vкаж}$:

$$I_{vи} = I_{vкаж} q, \tag{4.9}$$

где q — скважность импульсов.

Комбинируя (4.8) и (4.9), можно рассчитать силу тока при импульсном возбуждении $I_{аи}$, если известен необходимый для создания заданной кажущейся силы света номинальный постоянный ток $I_{а ном}$:

$$I_{аи} = I_{а ном} q^{1/n}. \tag{4.10}$$

Для полупроводниковых индикаторов на основе GaP и $GaAs_{1-x}P_x$, например АЛ 304, АЛС 314А, для $q \leqslant 5$ можно брать $n=1{,}4$, а для $q > 5$ $n=1{,}2$.

Приведем данные об основных параметрах некоторых полупроводниковых индикаторов, выпускаемых промышленностью (табл. 4.1).

Таблица 4.1

Тип индикатора	Число знакомест	Число ЭО в знакоместе	Высота знака, мм	Цвет свечения	Удельная сила света, мкид/мА	Номинальный ток, мА	Напряжение на переходе, В	Схема включения
АЛС 324А	1	7+десятичная точка	7	Красный	7,5	20	2,5	С общим катодом
АЛ 304Г	1	7+десятичная точка	2,5	»	350	5	2	С общим анодом
АЛС 338В	1	5+десятичная точка	7	Зеленый	7,5	20	3,5	Изолированные ЭО
АЛС 318А	9	7+десятичная точка	2,5	Красный	24	5	1,9	С общим катодом
К4904ПП	1	7+десятичная точка	2,5	»	10	—	4,5	Со встроенной схемой управления
АЛС 340А	1	7×5+десятичная точка		»	12,5	10	2,5	Матричная

§ 4.3. Электролюминесцентные индикаторы

Многослойная структура выпускаемого промышленностью порошкового индикатора, возбуждаемого переменным током, показана на рис. 4.9.

Зонная диаграмма электролюминофора (кристаллофосфора) и схемы переходов, вызывающих люминесценцию, приведены на рис. 4.10. Кристаллофосфор можно рассматривать как диэлектрик или полупроводник с широкой запрещенной зоной. Наклон линий зонной диаграммы обусловлен тем, что электролюминофор находится в сильном электрическом поле. Для усиления люминесценции в материал вводятся два вида примесных атомов: активаторы, представляющие собой центры люминесценции, захватывающие дырки, и соактиваторы, накапливающие необходимые для рекомбинации электроны (ловушки). Разделение зарядов в кристаллофосфоре под действием сильного электрического поля происходит в результате: а) ионизации кристаллофосфора электронами, приобретшими большую энергию в электрическом поле (ударная ионизация), б) туннельного эффекта (туннелирование). Появившиеся в результате ионизации дырка и электрон захватываются соответственно центром люминесценции или ловушкой. Скорость обратного процесса рекомбинации с излучением определяется темпом освобождения электронов из ловушек в результате термогенерации.

Ионизация становится вероятной только в пробойных или предпробойных условиях, т. е. при напряженности электрического поля $\sim 10^8$ В/м. Создание столь высокой напряженности поля по всей толщине люминофора потребовало бы очень высоких напряжений (1000 В для 10 мкм). Реальное напряжение гораздо меньше, так как из-за неоднородности поля происходит его концентрация на обратносмещенных *p-n*-переходах, краях кристаллов или остриях иглообразных включений меди.

Чтобы не протекал сквозной ток, слой кристаллофосфора в ин-

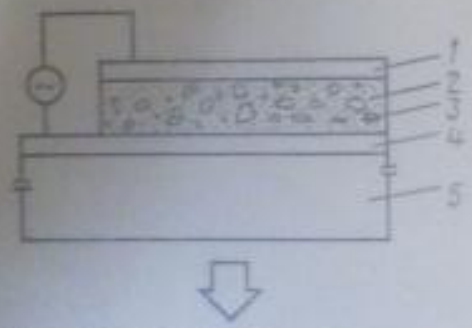


Рис. 4.9. Структура порошкового электролюминесцентного индикатора, возбуждаемого переменным током:

1 — электрод (алюминий); *2* — связка; *3* — ZnS : Cu, ZnS : Mn; *4* — прозрачный электрод (SnO_2); *5* — прозрачная подложка

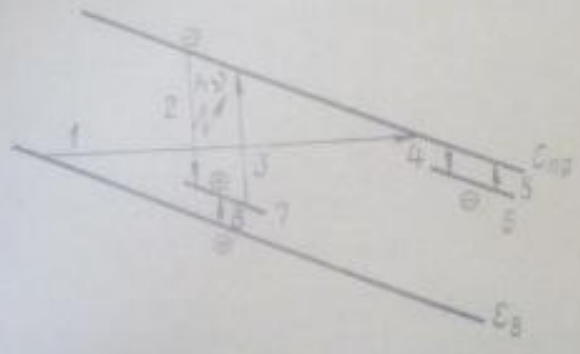


Рис. 4.10. Зонная диаграмма кристаллофосфора и схемы переходов, вызывающих люминесценцию:

1 — туннелирование; *2* — рекомбинация; *3* — ударная ионизация; *4* — захват электронов; *5* — термогенерация электронов; *6* — локальные уровни соактиваторов; *7* — локальные уровни активаторов; *8* — захват дырок

дикаторах переменного тока погружают в изолирующую связку. Так как ее диэлектрическая постоянная много больше, чем у кристаллофосфора, основная часть электрического поля сосредоточивается в последнем. Свечение в электролюминесцентном индикаторе, питаемом переменным током, сдвинуто на 120—180° по отношению к возбуждающему напряжению.

Основной характеристикой электролюминесцентного индикатора считается зависимость яркости от напряжения (кандел-вольтовая характеристика). Эта зависимость описывается выражением

$$L_v = L_{v0} \exp(-k_1/\sqrt{U}), \tag{4.11}$$

а приближенно может быть выражена формулой

$$L_v = k_2 U^n. \tag{4.12}$$

В порошковом индикаторе переменного тока $n \approx 3$, в пленочном $n \approx 5$.

Зависимость яркости от частоты f для диапазона частот, не превышающего 10 кГц, может быть выражена как

$$L_v = k_3 f_3/(f + f_0). \tag{4.13}$$

Спектр излучения электролюминофора в значительной степени определяется активатором (для Cu — синий и зеленый, для Mn — желтый).

Зависимость яркости от температуры отличается наличием максимума в области комнатной температуры. Спад при более высоких температурах объясняется усилением безызлучательных переходов.

Скорость деградации излучения электролюминесцентных индикаторов возрастает при увеличении частоты возбуждающего напряжения, а также температуры и влажности. Возможной причиной деградации порошковых индикаторов является электролиз

Таблица 4.2

Тип прибора	Размеры индикатора, мм	Цвет свечения	Ток I, мА	Напряжение U, В	Частота f, Гц
ИЭЛ-О-IV сегментный цифровой	19 (высота цифр)	Зеленый	0,1	175—250	400, 1200
ИЭЛ-О-VII мнемонический	45×85 (размеры поля)	Зеленый, голубой, желтый*	4,5	175—250	400, 1200
ИЭЛ-Р-VI растровый двухцветный	33×33 (размеры поля)	Зеленый и желтый, голубой и зеленый, голубой и желтый**	0,5—2,0	175—250	400, 1200

* Один из трех для данного типа прибора.
** Одна из трех пар цветов для данного типа прибора.

кристаллов в области сильного электрического поля, приводящий к снижению числа центров люминесценции. Для повышения срока службы используют режимы возбуждения с автоматическим повышением частоты или амплитуды возбуждающего напряжения по мере деградации электролюминофора.

В табл. 4.2 приведены параметры типичных электролюминесцентных индикаторов.

§ 4.4. Вакуумные люминесцентные индикаторы

Вакуумный люминесцентный индикатор представляет собой многоанодный диод или триод, изображение в котором формируется в результате высвечивания низковольтного люминофора, нанесенного на аноды и возбуждаемого потоком электронов. Триодная структура (рис. 4.11) позволяет управлять индикатором по двум независимым входам, что и определило ее широкое применение.

Рабочая температура оксидного катода лежит в диапазоне 900—1000 К, при этом испускаемое им свечение достаточно мало для того, чтобы не препятствовать считыванию основного изображения. Допустимое изменение напряжения накала $U_{нак}$ не должно превышать $\pm 10\%$, при большем напряжении сокращается срок службы, при меньшем — падает яркость свечения.

Для запирания индикатора на сетку и соединенный с ней экран подается небольшое отрицательное напряжение (несколько вольт) по отношению к катоду. При включении индикатора положительный потенциал прикладывают к сетке и к тем анодным сегментам, которые необходимы для формирования символа. Остальные сегменты находятся под катодным потенциалом.

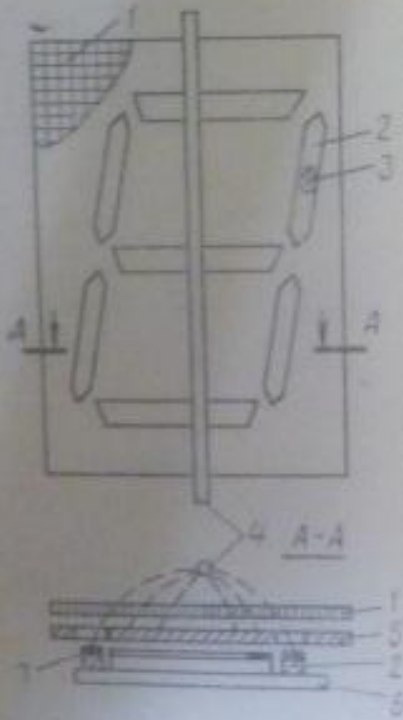


Рис. 4.11. Триодная структура вакуумного люминесцентного индикатора:

1— управляющая сетка; 2— анод; 3— люминофор; 4— катод; 5— экран; 6— подложка

Сетка создает почти равномерный поток электронов в плоскости анодов. Электроны, коллектируемые включенными анодами-сегментами, возбуждают люминофор, а электроны, идущие на выключенные сегменты, отражаются. Не собираемые включенными анодами электроны попадают на экран.

Важной особенностью вакуумных люминесцентных индикаторов является применение в них низковольтной люминесценции, для чего используются люминофоры на основе (Zn, Cd) S. Эффективность такой люминесценции значительно ниже, чем в ЭЛТ, и поэтому скважность облучения люминофора потоком электронов должна быть значительно ниже.

При напряжениях в интервале 10—100 В наблюдается монотонная линейная зависимость яркости от анодного напряжения U_a, а также от плотности тока j, которую можно выразить в виде

$$L_v \sim jU_a. \tag{4.14}$$

Если предположить, что в вакуумных люминесцентных индикаторах, как и в любой электронной лампе, соблюдается закон $j \sim U_a^{3/2}$, то из выражения (4.14) вытекает приближенное соотношение*, позволяющее найти импульсное напряжение $U_{a\,и}$ возбуждения анодов при скважности q, обеспечивающее ту же яркость, что и номинальное постоянное напряжение $U_{a\,ном}$:

$$U_{a\,и} = U_{a\,ном} q^{2/5}. \tag{4.15}$$

Как правило, вакуумные люминесцентные индикаторы используются при одинаковых анодном и сеточном напряжениях, кроме того, значение импульсного напряжения всегда ограничено сверху (обычно менее 70 В). Тогда, взяв $U_{a\,ном} = 30$ В, получим максимальное значение $q = 8{,}3$, при $U_{a\,ном} = 20$ В $q = 30$.

Конструкция многоразрядного вакуумного люминесцентного индикатора изображена на рис. 4.12. Индикатор имеет баллон плоской формы, для нанесения его анодов и люминофора используются методы фотолитографии и пленочной технологии. Прибор не имеет экрана, этим достигается увеличение угла обзора. Общее число выводов равно сумме числа знакомест (сеток), числа анодов одного знакоместа и числа выводов катода (для 17-разрядного 7-сегментного индикатора с десятичной точкой $17+8+2=27$).

Параметры типичных вакуумных люминесцентных индикато-

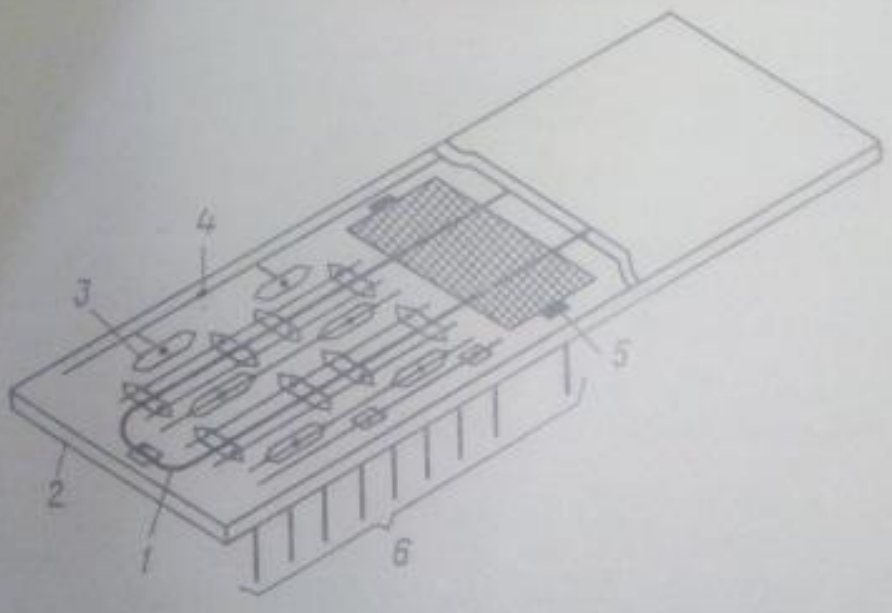


Рис. 4.12. Конструкция вакуумного люминесцентного многоразрядного индикатора:

1— катодная нить; *2*— подложка; *3*—анод, *4*—шина одноименных сегментов; *5*—сетка знакоместа; *6*—выводы из корпуса

* Фактически зависимость является более сложной, так как изменение U_a влияет на ток катода и распределение токов между анодом и сеткой. Формула (4.15) справедлива только для режима, когда ток ограничен объемным зарядом.

Таблица 4.3

Тип индикатора	Число эл.	Размеры, мм	Напряжение накала, В	Ток накала, мА	Напряжение сетки, анода, В	Ток сетки, мА	Номинальное напряжение анода, В	Ток анода, мА	Освещенность	Яркость кд/м²
ИВ-8 цифровой сегментный	7+десятичная точка		0,85	100	20	3,0	20	0,8		500
ИВ-11 цифровой сегментный	7+десятичная точка		1,5	100	25	12,0	25	3,5		500
ИВ-27 цифровой сегментный 14-разрядный	14×7	8,7×4,5 (размеры поля)	3,1	180	24*	2,0**	24*	1,6**	18	300
ИВЛМ1-5/7 точечный знаковый	5×7	4 (диаметр)	2,4	200	50*	2,0**	50*	1,4	5	2500
П350 матричный	128×128	0,5×0,5			100*		100*		64	2500

* Импульсное напряжение.
** На знаковый разряд.

ров: одноразрядных цифровых ИВ-8, ИВ-11; многоразрядного на 8,5 разрядов миниатюрного ИВ-27; матричного ИВЛМ1-5/7, матричной панели 128×128 П350 — приведены в табл. 4.3.

Применение одинаковых сеточных и анодных напряжений удобно с точки зрения простоты схемы управления, однако данные табл. 4.3 показывают, что при этом сеточный ток превышает анодный. Для улучшения энергетических показателей индикатора на сетку можно подавать меньшее напряжение, чем на анод.

§ 4.5. Накаливаемые вакуумные индикаторы

Накаливаемые вакуумные индикаторы (рис. 4.13) конструктивно представляют собой вакуумный баллон, внутри которого расположены элементы отображения в виде вольфрамовых спиралей. Рабочая температура нитей не превышает 1250°С, чем обеспечивается высокая долговечность. Спиральная форма нити и небольшое расстояние между опорными штырями предотвращают заметное провисание при нагреве. Для увеличения контраста подложка чернится.

Возбуждение индикаторов производится приложением постоянного, переменного или импульсного напряжения между общим

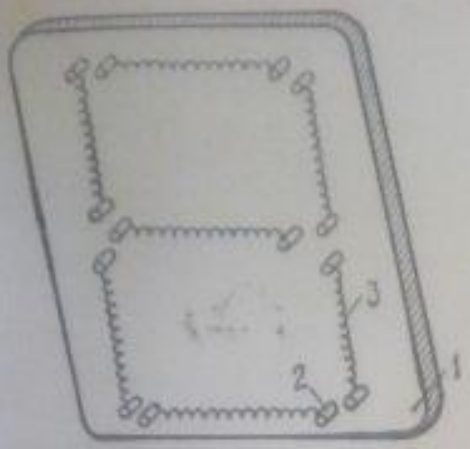


Рис. 4.13. Структура электродов накаливаемого вакуумного индикатора:

1—подложка; *2*—опорные штыри; *3*—спирали накала

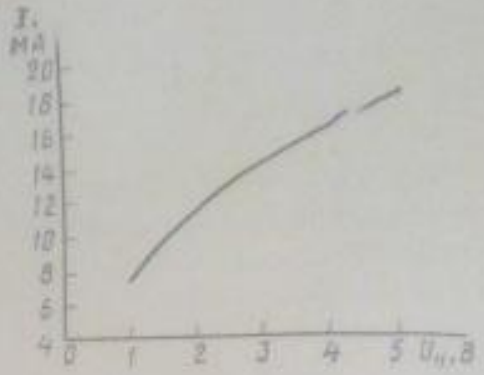


Рис. 4.14. Вольт-амперная характеристика накаливаемого вакуумного индикатора

выводом и отдельными выводами возбуждаемых сегментов. В любом случае нагрев элемента отображения запаздывает, так что время готовности (интервал времени от момента приложения электрического сигнала до достижения яркостью 80% от установившегося значения) составляет в среднем 0,2—0,25 с.

Типичная вольт-амперная характеристика накаливаемого вакуумного индикатора приведена на рис. 4.14. Ее сублинейный характер легкообъясним, так как сопротивление представляет собой возрастающую в результате нагрева нити функцию тока.

Яркость накаливаемых индикаторов быстро растет с напряжением. Теоретически эту зависимость можно объяснить следующим образом. Как и любая лампа накаливания, вакуумный накаливаемый индикатор имеет малый к. п. д., т. е. большая часть подводимой к нему мощности отводится путем теплопроводности или конвекции. Отсюда следует, что температура нити в среднем пропорциональна подводимой мощности, т. е.

$$T \sim I_{нак} U_{нак} \sim U^{n}_{нак}. \qquad (4.16)$$

С учетом роста сопротивления при увеличении тока можно принять $n \approx 1{,}75$. Так как по закону Стефана—Больцмана излучение пропорционально четвертой степени температуры, то

$$L_э \sim U^{7}_{нак}. \qquad (4.17)$$

Здесь $U_{нак}$ — действующее значение напряжения.

Вольт-амперные характеристики рис. 4.14 показывают, что накаливаемые вакуумные индикаторы работают при сравнительно больших (в десятки миллиампер) токах. Необходимо также учитывать, что в начальный момент из-за малого сопротивления холодной нити возможен бросок тока (до двукратного значения), продолжающийся несколько десятых долей секунды.

При импульсном возбуждении и большой скважности максимальная мгновенная и средняя температуры катода могут сильно

различаться, что отрицательно сказывается на сроке службы индикатора. Поэтому на практике не рекомендуется использовать скважность больше 12. С учетом этих ограничений частоты повторения и скважности можно найти импульсное напряжение возбуждения:

$$U_{\text{нак и}} = U_{\text{нак ном}} q^{1/2}, \qquad (4.18)$$

где $U_{\text{нак ном}}$ — номинальное постоянное напряжение возбуждения.

Накаливаемые индикаторы превосходят другие типы активных индикаторов по яркости, что достигается за счет большей потребляемой мощности. Преимуществом накаливаемых индикаторов является также возможность получения разнообразных цветов свечения, для чего применяются светофильтры, вырезающие определенную часть спектра из широкой спектральной полосы, даваемой накаленной вольфрамовой нитью.

В табл. 4.4 приведены параметры типичных накаливаемых буквенно-цифровых индикаторов.

Таблица 4.4

Тип индикатора	Яркость, кд/м²		Размер знака, мм	Угол обзора, град	Номинальное напряжение, В	Ток накала, мА
	минимальная	номинальная				
ИВ-9	1700	3000	6×12	120	4,5	19,5
ИВ-13	7000	10 000	15,4×23	120	7,5	36

При питании импульсным или переменным напряжением для предотвращения возникновения резонанса рекомендуется использовать частоты в диапазоне 0—150 или выше 500 Гц.

§ 4.6. Газоразрядные индикаторы

Общие свойства. Сравнительно высокое рабочее напряжение (сотни вольт) газоразрядных индикаторов предопределяет применение этих приборов в аппаратуре с сетевым электропитанием. В то же время аморфность газовой среды делает возможным создание приборов больших размеров, а ее свойства позволяют строить функциональные индикаторы, в которых адресация информации по индикаторному полю или ее запоминание осуществляются внутри индикатора.

По принципу действия и конструкции газоразрядные индикаторы делятся на три группы: знаковые (большей частью цифровые); индикаторные тиратроны; газоразрядные индикаторные панели.

Практически все типы газоразрядных индикаторов представляют собой комбинацию диодных промежутков. Обычно ток в таком промежутке ограничивается резистивной нагрузкой (рис. 4.15,*а*).

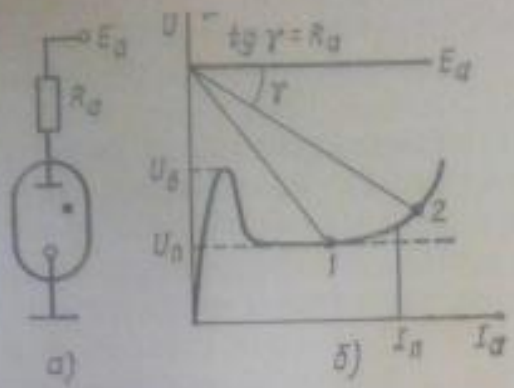


Рис. 4.15. Газоразрядный диод: а — схема включения; б — определение рабочей точки на вольт-амперной характеристике

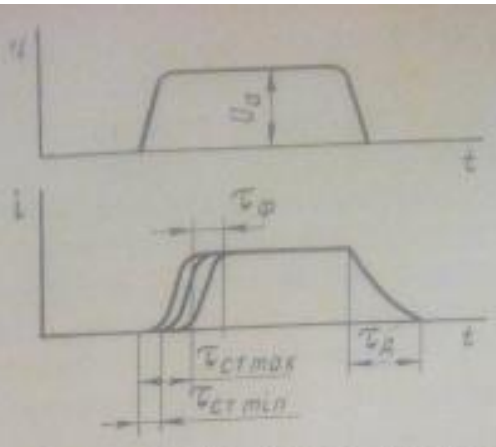


Рис. 4.16. Временные диаграммы возникновения тока в газоразрядном промежутке

В этом случае рабочая точка прибора определяется пересечением нагрузочной прямой с вольт-амперной характеристикой (рис. 4.15,*б*). Если это пересечение приходится на горизонтальный участок характеристики, в приборе устанавливается нормальный тлеющий разряд, если на возрастающий — аномальный.

Для возникновения разряда необходимо, чтобы

$$E_a \geqslant U_в, \tag{4.19}$$

где $U_в$ — напряжение возникновения разряда.

Ток через прибор

$$I_a = (E_a - U_п)/R_a, \tag{4.20}$$

где $U_п$ — напряжение поддержания разряда.

Из (4.19) и (4.20) видно, что для выбора статического режима работы газоразрядных индикаторов важны следующие параметры; $U_в$ и $U_п$ — напряжения возникновения и поддержания разрядов, $I_п$ — ток перехода от нормального к аномальному тлеющему разряду (этот переход соответствует полному покрытию катода свечением).

Основные динамические характеристики газоразрядного промежутка иллюстрируются рис. 4.16, показывающим возникновение в газоразрядном промежутке тока i под действием напряжения u. Так как время запаздывания возникновения разряда обусловлено появлением у холодного катода индикатора электронов, что является статистическим процессом, то оно характеризуется средним значением $\tau_{ст}$ и его дисперсией. Для уменьшения и одновременно стабилизации этого времени с помощью вспомогательного разряда у катода создают начальную концентрацию электронов. После появления начального электрона нарастание лавин в промежутке и установление тока также требует определенного времени формирования $\tau_ф$. Для возвращения промежутка в первоначальное состояние после окончания импульса анодного напряжения заряженные частицы должны рекомбинировать, на что уходит время деионизации $\tau_д$.

Перечисленные динамические параметры $\tau_{ст}$, $\tau_ф$, $\tau_д$ газоразрядных индикаторов определяют минимальные длительности управляющих импульсов, подаваемых на прибор, и предельную частоту его работы.

Излучателем в газоразрядных индикаторах часто является отрицательное тлеющее свечение — область, непосредственно примыкающая к отрицательному электроду (катоду) прибора. В качестве газового наполнения, как правило, применяют инертный газ, слабо реагирующий с деталями внутренней структуры и мало поглощаемый, чем обеспечиваются высокий срок службы и малая скорость деградации характеристик. Достаточно высокую яркость свечения в видимой области спектра дают только неон и его смеси с другими инертными газами (до 10 000 кд/м² и выше). Так как основные линии излучения неона лежат в оранжево-красной части спектра, то ею и ограничивается цвет свечения многих газоразрядных индикаторов.

Знаковые индикаторы. Наиболее простые по конструкции и принципу действия знаковые (цифровые) индикаторы содержат множество катодов, окруженных общим анодом. Электродная структура знакомоделирующего цифрового индикатора, показанная на рис. 4.17, содержит набор из десяти катодов, каждый из которых имеет форму цифры, окруженной со всех сторон анодным электродом. Для вывода излучения верхняя часть анода выполнена в виде оптически прозрачной сетки. Прибор работает в режиме слабо аномального тлеющего разряда, т. е. при токах, чуть превышающих ток полного покрытия катода свечением $I_в$. Так как давление газа в приборе составляет несколько тысяч паскаль, то свечение тлеющего разряда образует тонкую (толщиной в десятые доли миллиметра) область, плотно окружающую катод. В связи с этим область свечения имеет форму достаточно близкую к контуру катода, т. е. отображаемой цифры.

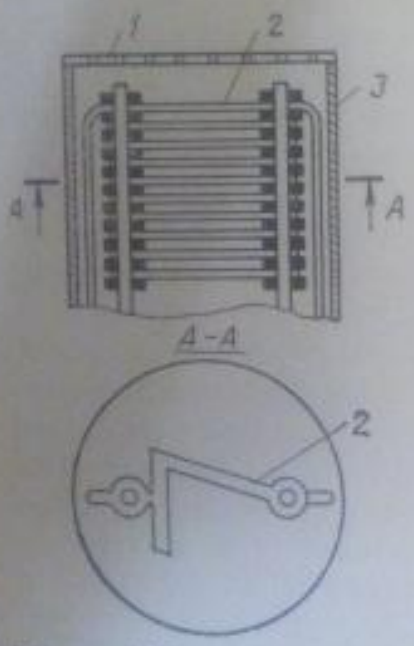


Рис. 4.17. Конструкция знакомоделирующего газоразрядного индикатора:
1 — торцовая часть анода (прозрачная); *2* — катод; *3* — боковая часть анода (сплошная)

Знакомоделирующие индикаторы были широко распространены благодаря привычности начертания символов. Но постепенно начали проявляться их недостатки, связанные с тем, что экранирование одних символов другими затрудняло наблюдение, а большая толщина катодного пакета уменьшала угол обзора и ограничивала число используемых знаков (длину алфавита).

Поэтому в последующих разработках знакомоделирующие индикаторы были заменены знакосинтезирующими, которые выполнялись многоразрядными. Конструктивно такие индикаторы напоминают вакуумные люминесцентные, изобра-

женные на рис. 4.12, однако в отличие от последних они имеют не три, а два электрода. В газоразрядных индикаторах на месте анодов вакуумного люминесцентного индикатора располагаются холодные катоды, а на месте сеток — аноды, выполняемые путем напыления прозрачного проводящего покрытия на внутреннюю поверхность лицевой части прибора.

Газоразрядные знаковые индикаторы применяются в основном для отображения символов больших размеров. Параметры типичных цифровых индикаторов приведены в табл. 4.5.

Таблица 4.5

Тип индикатора	Число знакомест	Размер знака, мм	Цвет свечения	Яркость, кд/м²	Угол обзора, град	Максимальное напряжение возникновения разряда, В	Максимальное напряжение поддержания разряда, В	$I_{a\,min}$, мА	$I_{a\,max}$, мА
ИН-8-2	1	10×19	Оранжево-красный	100	60	170	150	2,5	3,5
ИГП-17	17	12×9	То же	170	100	190	170	0,025*	0,035*

* На сегмент

Индикаторные тиратроны. Индикаторные тиратроны отличаются малой управляющей мощностью, наличием нескольких входов, что позволяет эффективно организовать матричную адресацию, и внутренней памятью.

Электродная структура типичного индикаторного тиратрона ТХ19А и распределение потенциала в его рабочем пространстве по оси изображены на рис. 4.18. Подготовительный разряд на подкатод *ПК* существует постоянно и плазма *ПЛ* этого разряда, примыкающая к первой сетке C_1 и второй сетке C_2, образует так называемый плазменный катод *ПЛ*.

Управление возникновением основного разряда на вспомогательный анод A_1 и анод индикации A_2 осуществляется с помощью сеток C_1 и C_2, которые воздействуют на потенциал плазменного катода (последний определяется наиболее положительной из сеток, а если потенциалы сеток одинаковы — сеткой, ближайшей к анодам). При положительном потенциале хотя бы на одной из сеток C_1, C_2 между плазменным катодом *ПЛ* и катодом *К* возникает тормозящее электрическое поле, препятствующее прохождению электронов в пространство K—A_1, A_2 (сплошная линия на рис. 4.18,*б*). Напротив, если и C_1 и C_2 находятся под потенциалом, близким к катодному, то электроны проникают в промежуток

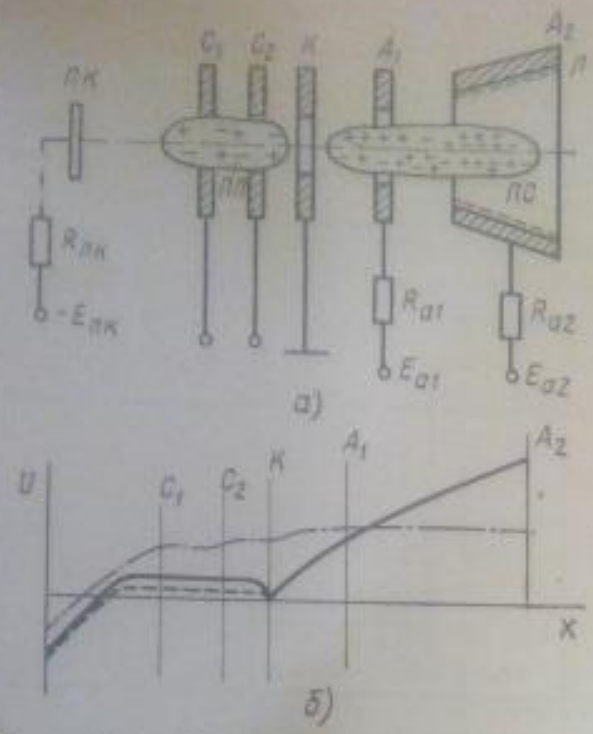


Рис. 4.18. Индикаторный тиратрон ТХ19А:

а—электродная структура; *б*—распределение потенциала в рабочем пространстве

K—A_1, A_2, в котором становится возможным возбуждение разряда (пунктир на рис. 4.18,*б*).

Распределение потенциала после возникновения разряда на A_1, A_2 (штрихпунктирная линия на рис. 4.18,*б*) показывает наличие еще одной плазменной области — положительного столба *ПС*, примыкающего к анодам. Ультрафиолетовое излучение положительного столба возбуждает люминофор *Л*, излучающий видимый свет.

Из сказанного следует, что для возникновения разряда в индикаторном тиратроне необходимо иметь низкие уровни напряжения на его сетках при высоких уровнях на анодах A_1 и A_2. Это позволяет записать условие включения в виде логического уравнения

$$f_{вкл}=U_{a1H}\wedge U_{a2H}\wedge U_{c1L}\wedge U_{c2L}, \qquad (4.21)$$

где $f_{вкл}=1$ при включении тиратрона; U_{a1}, U_{a2}, U_{c1}, U_{c2} — напряжения на соответствующих электродах; H, L — высокие и низкие уровни этих напряжений. Таким образом, по включению тиратрон может работать как четырехвходовая схема совпадения. Однако низкие значения управляющих напряжений получаются только по C_1 и C_2, по A_1 и A_2 они значительно выше, так что большей частью используют сеточное управление. Удобство сеточного управления связано и с тем, что входы C_1 и C_2 почти независимы, а изменение напряжений на них после включения не влияет на яркость ЭО.

Индикаторные тиратроны обладают способностью запоминать информацию, т. е. анодный разряд в них сохраняется, пока есть напряжение хотя бы на одном из анодов, A_1 или A_2, даже если на C_1 и C_2—запирающее напряжение. Поэтому условие сохранения свечения в логическом виде записывается как

$$f_{хран}=U_{a1ном}\vee U_{a2ном}, \qquad (4.22)$$

где $f_{хран}=1$ в режиме памяти.

Важной особенностью индикаторных тиратронов является то, что для управляющих сеток они представляют собой источник тока, направление которого меняется в зависимости от состояния тиратрона. При возбуждении разряда на A_1, A_2 потенциал пространства (штрихпунктир на рис. 4.18,*б*) выше потенциала сеток

и на них собираются ионы. В отсутствие разряда сетки коллектируют электроны и принимают электронный ток.

Индикаторные тиратроны применяются как единичные элементы отображения при создании матричных полей большого размера. Так как размер баллона прибора составляет около 10 мм, то получить индикаторное поле с высокой разрешающей способностью на их базе не удается. Кроме того, каждый элемент отображения присоединяется к схеме с помощью шести выводов, что создает большие конструктивные и технологические трудности.

Для устранения этих недостатков созданы тиратронные матричные индикаторы, содержащие в одном баллоне несколько однотипных ячеек, а также встроенных резисторов $R_{вх}$. В настоящее время выпускаются 16-точечные тиратронные матрицы ИТМ1 (все точки зеленого цвета свечения) и ИТМ2 (четыре квадратных поля по четыре разноцветных точки в каждом), сегментный тиратронный индикатор ИТС1, содержащий семь элементов отображения для синтеза арабских цифр, и 40-элементный индикатор (формат 5×8) для отображения буквенно-цифровой информации ИВГ-1-5×8Л. Два первых типа приборов имеют прямоугольный баллон таких размеров, что позволяют строить наборные индикаторные поля с равномерным шагом по всему полю. Основные параметры индикаторных тиратронов приведены в табл. 4.6.

Таблица 4.6

Тип индикатора	Число ЭО	Размер ЭО, мм	Цвет свечения	Яркость, кд/м²	Угол обзора, град	Сеточное управляющее напряжение, В		Мощность на ЭО, мВт	
						зажигания	отпирания	записи	индикации
ТХ19АК ТХ19АЖ ТХ19АЗ	1	5	Красный Желтый Зеленый	40 70 50	60	3	0,4	0,15	250
ИТМ2	4×4	0,6	Зеленый	400	90	11,5	1	0,25	30
ИВГ-1-5Х8Л	5×8	1,6	Зеленый	200		+10, −10	+0,3 −0,3	0,25	30

Индикаторные панели. Газоразрядные индикаторные панели (ГИП) называют также матричными индикаторами, так как они представляют собой множество светоизлучающих элементов, образуемых на пересечениях ортогональных электродов. ГИП делятся на три основные подгруппы: постоянного тока с внешней адресацией и с самосканированием; переменного тока.

Конструкция ГИП постоянного тока с внешней адресацией изображена на рис. 4.19. Образующиеся в местах пересечения анодов и катодов светоизлучающие ячейки электрически и оптически изолированы друг от друга с помощью диэлектрической матрицы, отверстия в которой совмещены с местами пересечения электродов. Пространство между подложками заполнено газом.

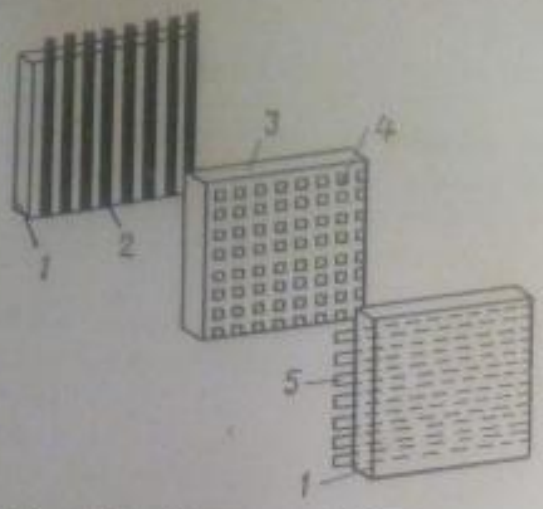


Рис. 4.19. Структура ГИП постоянного тока с внешней адресацией: *1* — подложки; *2*—катоды-столбцы; *3*—диэлектрическая матрица; *4*—отверстия; *5*—аноды-строки

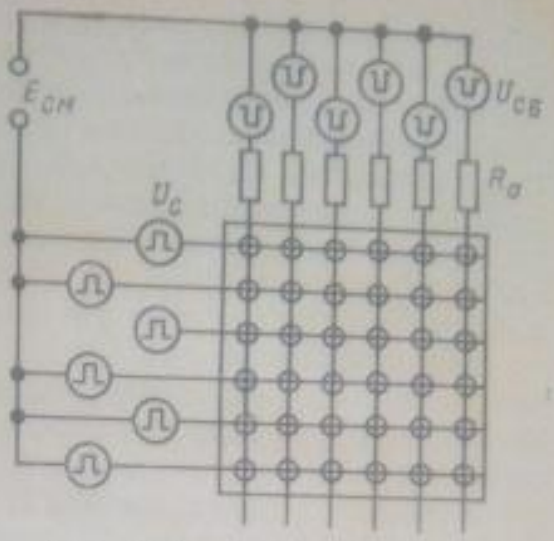


Рис. 4.20. Схема включения ГИП постоянного тока с внешней адресацией

Простейшая схема включения ГИП постоянного тока с внешними резисторами в цепях столбцов, источниками смещения $E_{см}$, возбуждения строк $U_с$ и возбуждения столбцов $U_{сб}$ показана на рис. 4.20. Одновременное включение ячеек, у которых один из электродов (на рисунке электроды, расположенные по столбцу) подключен к общему резистору, невозможно. Действительно, после возникновения в одной из таких ячеек разряда напряжение на общем электроде падает до напряжения поддержания $U_п$, которое всегда меньше напряжения возникновения разряда $U_в$, и другие ячейки пробиться не могут. Напротив, ток в ячейках, подключенных к одной строке, ограничивается разными резисторами, и они могут включаться одновременно.

ГИП постоянного тока, как и большинство других матричных индикаторов, не обладают внутренней памятью и должны работать в режиме с регенерацией изображения при кадровой частоте $f_к$ выше критической частоты мельканий $f_{кчм}$. В общем случае можно записать для режима регенерации

$$t_в = 1/(f_к q), \qquad (4.23)$$

где $t_в$ — время выборки ЭО.

Наиболее часто используется построчный режим выборки ячеек, когда одновременно адресуются все ЭО одной строки и последовательно включается строка за строкой. В этом случае

$$t_в = 1/(f_к N_с), \qquad (4.24)$$

где $N_с$ — число строк, по которым производится развертка.

Нормальное формирование изображения в схеме рис. 4.20 обеспечивается, когда при совпадении импульсов по строке и столбцу промежуток пробивается, т. е.

$$E_{см}+U_с+U_{со}\geqslant U_в, \qquad (4.25)$$

а при подаче импульса только по строке или по столбцу разряд в нем не поддерживается:

$$E_{см}+U_с<U_п;\ E_{см}+U_{со}<U_п. \qquad (4.26)$$

Заметим, что напряжение возникновения разряда $U_в$ в (4.25) нарастает с уменьшением времени выборки ЭО $t_в$.

Если принять, что $U_с=U_{со}=U_в$, то неравенства (4.25) и (4.26) преобразуются в

$$E_{см}+2U_в\geqslant U_в; \qquad (4.25а)$$

$$E_{см}+U_в<U_п. \qquad (4.26а)$$

Графическое решение неравенств (4.25а) и (4.26а) показано на рис. 4.21. Заштрихованная часть рисунка соответствует области выполнения неравенств. Из построения видно, что с ростом $E_{см}$ требуемая амплитуда импульсов $U_п$ уменьшается, при этом сужается допустимый диапазон изменения ($\Delta U_п$).

Формула (4.24) показывает, что бо́льшим $N_с$ соответствуют малые $t_в$, что приводит к росту $U_в$ и, следовательно, $U_п$. Кроме того, $t_в$ может оказаться сравнимым с $\tau_{ст}$, что вызывает нестабильность возникновения разряда. Для уменьшения $\tau_{ст}$ и его стабилизации в ячейках ГИП создается небольшая предварительная ионизация либо с помощью так называемого рамочного разряда (вспомогательного разряда на периферии индикаторного поля, где ячейки не видны наблюдателю), либо разряда в виде координатной сетки, при котором возбуждена часть ячеек индикаторного поля по вертикальным и горизонтальным линиям, либо в виде слабого разряда по всему индикаторному полю. Для создания предыонизации также используют повышение кадровой частоты регенерации изображения. Например, если вместо $f_к=50$ Гц взять $f_к=500$ Гц, значение $t_в$ по (4.23) уменьшается ровно в десять раз, однако паузы между импульсами настолько снижаются, что оказываются сравнимыми с временем деионизации $\tau_д$. В результате остаточные заряды существенно снижают $\tau_{ст}$ и вероятность возникновения разряда возрастает.

Существенным недостатком ГИП постоянного тока является ограничение информационной емкости из-за падения яркости. При строчной адресации кажущаяся яркость определяется формулой

$$L_{у\,каж}=L_{уи}/N_с, \qquad (4.27)$$

где $L_{уи}$ — импульсная яркость свечения. Так как практически не удается неограниченно увеличивать $L_{уи}$ путем увеличения

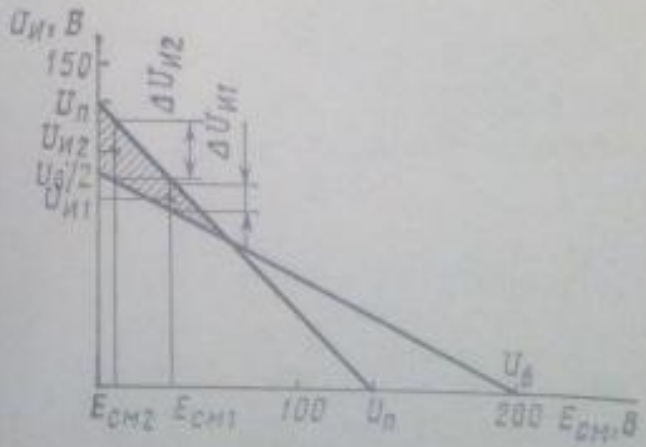


Рис. 4.21. Определение рабочих режимов ГИП постоянного тока с внешней адресацией

Таблица 4.7

Тип индикатора	Число ЭО	Размер ЭО, мм	Цвет свечения	Яркость, кд/м²	Максимальный угол обзора, град	Напряжение возникновения разряда, В	Ток разряда, мА
ГИП 1000	100×100	0,6	Оранжево-красный	50	90	235	0,19—0,3
ИГПП-32×32	32×32	3	Зеленый	160			

тока из-за насыщения излучения разряда и люминофора, то можно принять максимальное значение $L_{\text{си}} = 10\,000$ кд/м². Если необходимо $L_{\text{с каж}} = 50 \div 100$ кд/м² (см. § 1.2), то максимальное число строк для ГИП с внешней адресацией оказывается равным 100—200.

В связи с указанным ограничением основное применение ГИП постоянного тока нашли либо в качестве экранов индивидуального пользования с ограниченной информационной емкостью (ГИП 10 000), либо в качестве элементов большого экрана (ИГПП-32×32). Основные параметры таких ГИП приведены в табл. 4.7.

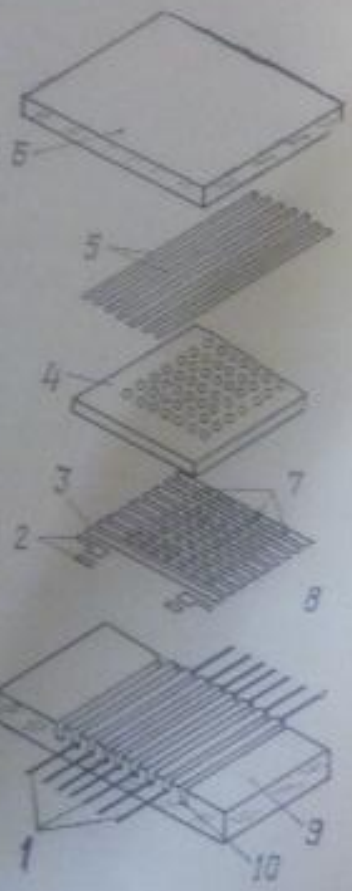


Рис. 4.22. Электродная структура ГИП с самосканированием:

1—аноды сканирования; *2*—электроды дежурного разряда; *3*—катод сброса; *4*—диэлектрическая матрица с отверстиями; *5*—аноды индикации; *6*—переднее стекло; *7*—отверстия связи; *8*—катоды сканирования; *9*—стеклянная пластина; *10*—канавки

Как уже отмечалось, ГИП постоянного тока присуща нестабильность возникновения разряда из-за отсутствия достаточной по величине и однородной по индикаторному полю предварительной ионизации. Этот недостаток удалось устранить в ГИП с самосканированием.

Электродная структура ГИП с самосканированием показана на рис. 4.22. Работа ГИП иллюстрируется рис. 4.23, на котором изображена принципиальная схема включения одной строки прибора, и рис. 4.24, на котором даны диаграммы напряжений на электродах.

Катоды групп *К1*, *К2* и *К3* подсоединены к трем шинам схемы управления с напряжениями $U_{к1}$, $U_{к2}$ и $U_{к3}$. При включении источника питания $E_а$ возникает постоянный разряд в системе дежурных электродов, который используется как источник начальной ионизации, подготавливающий возникновение разряда на катод сброса *КС*.

В интервале времени t_1—t_2 подается импульс на катод сброса, определяющий начало кадра. Затем последовательно подают-

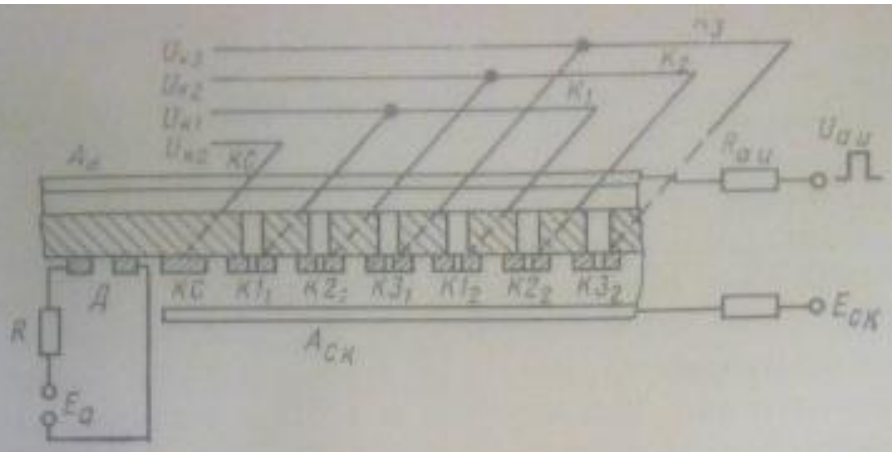


Рис. 4.23. Принципиальная электрическая схема включения строки ГИП с самосканированием

ся импульс на катодную шину *К1* в интервале времени t_2—t_3, импульс на катодную шину *К2* в интервале времени $t_3 - t_4$, импульс на катодную шину *К3* в интервале времени $t_4 - t_5$. Эти импульсы приводят к последовательному перемещению разряда по катодам: сначала на $К1_1$, расположенный ближе всего из своей группы к катоду сброса *КС*, затем на $К2_1$, расположенный ближе всего из своей группы к $К1_1$ и, наконец, на $К3_1$, расположенный ближе всего из своей группы к $К2_1$. Дальнейшее продвижение разряда происходит аналогичным образом. В цепь каждого анода системы сканирования включен резистор, и поэтому одновременно разряд существует только на одном из катодов строки.

Можно сделать вывод, что при соединении любого числа катодов в *S*-группы ($S \geqslant 3$) и подаче на соответствующие шины системы *S*-фазных тактовых импульсов происходит направленное шаговое перемещение разряда вдоль строки. Такое движение напоминает развертку по одной строке в ЭЛТ. Обратному ходу луча соответствует сброс разряда на КС.

Из-за малых размеров отверстий в катодах свечение сканирующего разряда не видно оператору. Для формирования изображения используется индикаторный разряд, возникающий в отверстиях диэлектрической матрицы при подаче положительных импульсов $U_{ан}$ на аноды индикации. Выборка ЭО основана на том, что разряд возникает в ячейке, если совпадают два события: на анод индикации поступает импульс $U_{ан}$, а разряд сканирования находится в том же столбце, что и данная ячейка индикации. В системе индикации, так же как

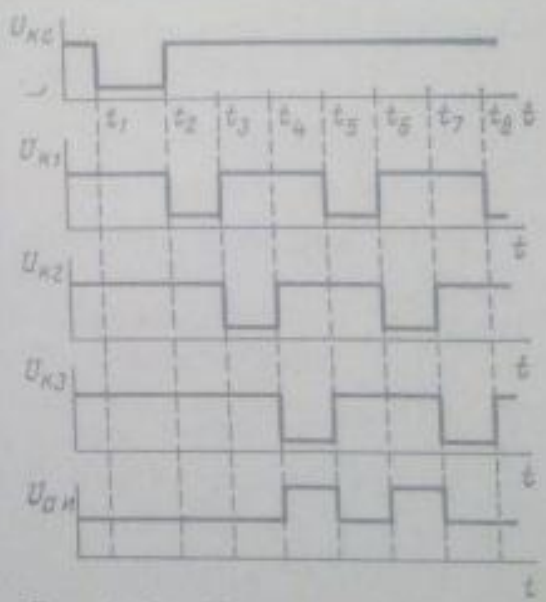


Рис. 4.24. Диаграммы напряжений на электродах ГИП с самосканированием

при сканировании, разряд одновременно происходит только на один катод.

В целом ГИП с самосканированием представляет собой многострочный прибор, причем все его строки присоединены к источникам питания через отдельные резисторы, что делает возможным независимый параллельный ввод информации.

Информационная емкость ГИП с самосканированием ограничена теми же принципиальными факторами, что и ГИП с внешней адресацией, т. е. уменьшением $t_в$ и $L_{0\,каж}$ с увеличением $N_{сб}$*. Благодаря подготовительному разряду $\tau_{ст}$ в ГИП с самосканированием значительно меньше, чем в ГИП с внешней адресацией, и легко выполняется условие $\tau_{ст} \ll t_в$. Поэтому даже при $N_{сб}=200$ ячейки ГИП с самосканированием зажигаются надежно, однако дальнейшее увеличение $N_{сб}$ лимитируется падением $L_{г\,каж}$ в соответствии с формулой (4.27). Необходимо подчеркнуть, что использование встроенной системы развертки позволяет заметно упростить схему управления ГИП с самосканированием по сравнению со схемой управления ГИП с внешней адресацией. Большей частью ГИП с самосканированием представляют собой вытянутые по горизонтали структуры с ограниченным числом строк и большим числом столбцов. Наиболее широко они применяются для воспроизведения буквенно-цифровой информации в виде одной или нескольких текстовых строк. Параметры приборов приведены в табл. 4.8.

Таблица 4.8

Тип индикатора	Число ЭО	Размер ЭО, мм	Цвет свечения	Яркость, кд/м²	Минимальный угол обзора, град	Система сканирования			Система индикации	
						напряжение питания, В	амплитуда импульса сканирования, В	ток, мА	амплитуда импульса сканирования, В	ток, мА
ГИПС-16-1	111×7	1	Оранжево-красный	140	90	250	165	1	150	1,4
ИГПС1-222/7	222×7	0,6	То же	140	90	250	100	1	150	2,0

ГИП с внешней адресацией и ГИП с самосканированием представляют собой экраны, работающие в режиме регенерации изображения, что ограничивает информационную емкость индикаторного поля. Информационную емкость можно увеличить, использовав ГИП, ячейки которых обладают свойством запоминать информацию и после снятия сигналов выборки. Наиболее распространенным типом такого прибора являются ГИП переменного тока, также имеющие матричную структуру, образованную взаимно перпендикулярными электродами. Эти приборы отличаются

* Так как в ГИП с самосканированием развертка производится по столбцам, то в (4.24) вместо $N_с$ надо подставить $N_{сб}$.

от ГИП постоянного тока тем, что их металлические электроды покрыты тонким слоем диэлектрика.

Каждая ячейка ГИП переменного тока представляет собой структуру металл — диэлектрик — газ — диэлектрик — металл (МДГДМ). Из-за наличия емкостей через ячейку может протекать только переменный ток.

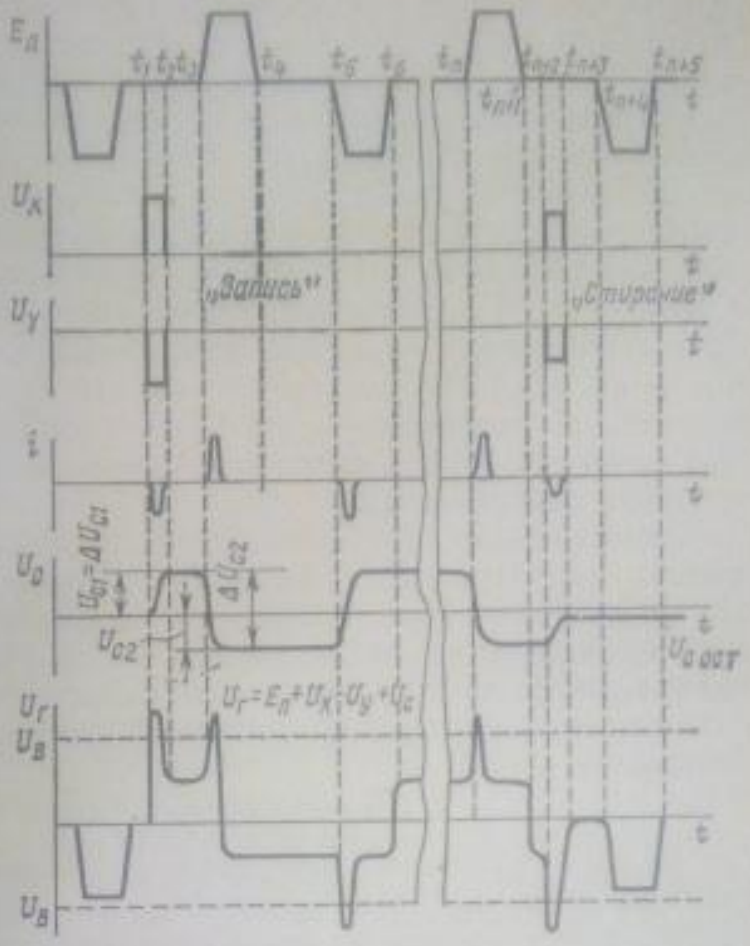


Рис. 4.25. Диаграммы напряжений и токов в ГИП переменного тока

Диаграммы напряжений и токов, иллюстрирующие работу ГИП переменного тока, приведены на рис. 4.25. В рабочем состоянии между системами вертикальных и горизонтальных электродов приложено знакопеременное поддерживающее напряжение $E_п$, меньшее напряжения возникновения разряда. Возбуждение разряда в ячейке («Запись») производится подачей на вертикальный Y и горизонтальный X электроды полуимпульсов записи U_Y, U_X (интервал $t_1 — t_2$), суммарная амплитуда которых достаточна для пробоя. В результате протекания тока i емкости структуры МДГДМ заряжаются до напряжения U_{c1}, значение приложенного к газовому промежутку напряжения $U_г$ падает и первый импульс разрядного тока прекращается. После этого газовый промежуток возвращается к непроводящему состоянию, благодаря чему на емкостях сохраняется накопленное напряжение U_{c1} (интервал $t_2 — t_3$). В следующий временной интервал $t_3 — t_4$ к промежутку прикладывается положительное поддерживающее напряжение. В сумме с напряжением U_{c1}, сохранившимся на емкостях, оно достаточно для повторного возбуждения разряда. Протекание в интервале $t_3 — t_4$ импульса тока приводит к перезарядке емкости до напряжения U_{c2} противоположной полярности. При этом изменение напряжения на ячейке равно ΔU_{c2}. Таким образом, пока к ГИП приложено поддерживающее напряжение, в ячейке, возбужденной импульсами записи, существуют серии разнополярных импульсов тока разряда (интервалы $t_5 — t_6 \ldots t_n — t_{n+1}$). Наличие емкостей в структуре МДГДМ каждой ячейки обеспечивает элек-

трическую развязку и возможность параллельного существования разряда в любом числе ячеек. Однако в ГИП переменного тока, как и в любой матричной системе, выборка одновременно может осуществляться только для ограниченного числа ЭО (например, ЭО строки или столбца).

Для прекращения разряда на данную ячейку (т. е. на ее строку и столбец) подаются импульсы «Стирание» U_Y, U_X с амплитудой меньшей, чем при записи (временной интервал $t_{n+2} - t_{n+3}$). Как видно из диаграммы, такие импульсы вызывают более слабую перезарядку емкостей ячеек, чем при записи, так что конечное значение напряжения на емкости $U_{c\,ост}$ оказывается близким к нулю. В результате очередной импульс поддерживающего напряжения не может вызвать повторного пробоя и серия разрядов в ячейке прекращается.

Качественное описание процессов, происходящих в ячейке, можно развить, использовав так называемую перезарядную характеристику (рис. 4.26). Она позволяет определить изменение напряжения на емкостях ячейки ΔU_c в результате протекания импульса разрядного тока в зависимости от приложенного к газоразрядному промежутку в момент пробоя напряжения. Иными словами,

$$\Delta U_{c\,m} = f(U_{c\,m-1} + U_{вн}), \qquad (4.28)$$

где $\Delta U_{c\,m}$ — изменение напряжения на емкости в результате протекания m-го импульса тока; $U_{c\,m-1}$ — напряжение на емкости в результате протекания $(m-1)$-го импульса; $U_{вн}$ — внешнее напряжение, приложенное к электродам ячейки. Выражение (4.28) означает, что изменение заряда ячейки (при условии постоянства емкостей в структуре МДГДМ ΔU_c пропорциональна этому заряду) определяется суммой внутреннего (накопленного на диэлектрических слоях) и внешнего (поддерживающего, записывающего или стирающего) напряжений, существующей на ячейке к моменту начала развития разряда в газе.

Из рис. 4.25 следует, что стационарный режим соответствует случаю, когда изменение напряжения на емкостях в два раза больше начального напряжения на емкостях, так как именно тогда новое значение напряжения на емкостях по модулю оказывается равным старому.

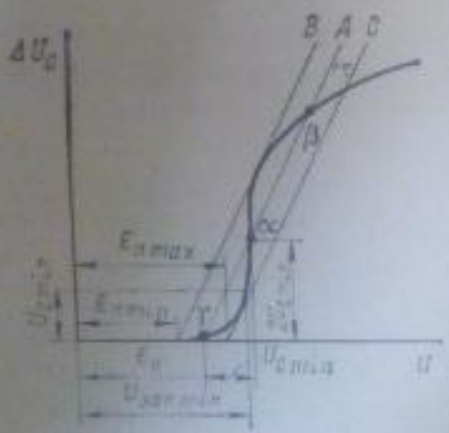


Рис. 4.26. Перезарядная характеристика ГИП переменного тока

Таким образом,

$$\Delta U_c = 2U_c. \qquad (4.29)$$

Уравнение (4.29) позволяет найти рабочую точку на перезарядной характеристике. Прямая A, проведенная на рис. 4.26 по уравнению (4.29), пересекает перезарядную характеристику в точках α, β, удовлетворяющих этому условию. Любая параллельная A прямая в области между B и C, касательными к перезаряд-

ной характеристике, также удовлетворяет условию (4.29). Легко видеть, что при $E_п < E_{п\,min}$ устойчивая разрядная серия не может существовать независимо от того, какое начальное U_c было на ячейке. При $E_п > E_{п\,max}$ разрядная серия существует всегда независимо от наличия или отсутствия на ячейке U_c, т. е. ячейка перестает быть управляемой. Таким образом, перезарядная характеристика позволяет определить диапазон поддерживающих напряжений, при котором обеспечивается нормальная работа ячейки.

Отметим, что из двух точек, где выполняется условие (4.29), только одна, а именно β, является устойчивой. Действительно, в точке α $\frac{d}{dU}(\Delta U_c) > 2$, а в точке β $\frac{d}{dU}(\Delta U_c) < 2$. В первом случае любое случайное возмущение приводит к переходу из точки α либо в точку β, либо в точку пересечения с осью абсцисс (из рис. 4.26 видно, что возможен также переход в устойчивую точку γ, но так как ΔU_c здесь мало, то разряд будет слаботочным, а состояние ячейки — близко к выключенному).

Перезарядную характеристику можно использовать и для анализа переходных режимов работы, в частности перехода от записи к запоминанию. Допустим, что поддерживающее напряжение выбрано в диапазоне $E_{п\,min}$—$E_{п\,max}$ и равно $E_п$. Как видно из рис. 4.25, до включения ячейки начальное значение $U_c = 0$. Тогда можно утверждать, что для записи на ячейку достаточно подать импульс с амплитудой больше $U_{зап\,min}$, выбранной таким образом, что он создает на емкостях напряжение больше $U_{c\,min}$ (см. построение на рис. 4.26). При последующем приложении поддерживающих импульсов рабочая точка на перезарядной характеристике оказывается правее α и напряжение на емкостях нарастает до тех пор, пока рабочая точка не перемещается в устойчивую точку β. Для стирания ячейки, работающей в точке β, надо уменьшить напряжение U_c таким образом, чтобы сумма его и $E_п$ обеспечивала попадание в точку левее α. Такое построение можно сделать самостоятельно.

Хотя перезарядная характеристика чрезвычайно удобна для понимания процессов, происходящих в ГИП переменного тока, однако анализировать ее не очень просто. Кроме того, для выбора режимов работы надо иметь характеристику не одной, а всего массива ячеек. Поэтому для выбора режима используют динамическую характеристику (рис. 4.27).

Диапазон памяти ограничивается линиями $E_{п\,min}$ и $E_{п\,max}$, происхождение которых объяснено ранее. Если напряжение поддержания $E_п$ лежит внутри диапазона памяти, то ячейки в ГИП не включаются без импульсов записи и не выключаются без импуль-

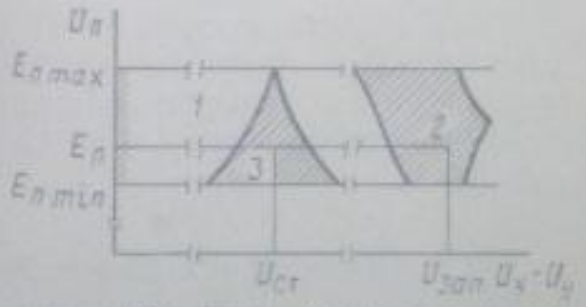


Рис. 4.27. Динамическая характеристика ГИП переменного тока; диапазоны:
1—памяти; *2*—записи; *3*—стирания

сов стирания. После задания E_a амплитуды импульсов записи и стирания выбираются внутри соответствующих областей, как это показано на рисунке.

Перезарядная и динамическая рабочая характеристики сильно зависят от параметров поддерживающего напряжения и управляющих импульсов: частоты повторения, длительности, крутизны фронтов. Оптимальная частота повторения поддерживающего напряжения составляет 40—50 кГц, при уменьшении или увеличении этой частоты сужается диапазон поддерживающих напряжений из-за стекания емкостных зарядов. Нарастание фронтов поддерживающих напряжений должно происходить за десятые доли микросекунды, в противном случае разряд в ячейке формируется как слаботочный, из-за чего емкости заряжаются меньше, чем обычно. Этому случаю соответствует более пологая перезарядная характеристика, которая в соответствии с проведенным анализом дает более узкий диапазон поддерживающих напряжений.

Как и в других типах ГИП, в панелях переменного тока для стабилизации используется подготовительный разряд в виде рамки по краю индикаторного поля, который должен быть сфазирован во времени с импульсами записи.

Основные параметры ГИП переменного тока приведены в табл. 4.9.

Таблица 4.9

Тип индикатора	Число ЭО	Размер ЭО, мм	Цвет свечения	Яркость, кд/м²	Минимальный угол обзора, град	Напряжение поддержания, В	Напряжение записи, В	Частота, кГц
ГИПП-6384	128×128	0.5	Оранжево-красный	100	120	100	80	50
ИГПВ-256×256	256×256	0,6	То же	100	120	100	80	50
ИГПВ1-512×512	512×512	0,5	»	100	120	100	80	50

Срок службы современных газоразрядных индикаторов превышает 10 000 ч, диапазон рабочих температур для приборов, в которые с целью повышения срока службы введены конденсируемые пары Hg, составляет 1—50 °С, без добавки паров — от —60 до +70 °С.

§ 4.7. Жидкокристаллические индикаторы

Общие свойства. В противоположность активным приборам жидкокристаллические (ЖК) индикаторы не генерируют свет, а только управляют его прохождением, что обусловливает чрезвы-

чайно малую потребляемую ими мощность. Преимуществом ЖК-индикаторов является также малое управляющее напряжение, позволяющее непосредственно согласовывать их с цифровыми интегральными схемами.

Жидкокристаллическое вещество представляет собой анизотропную жидкость, т. е. обладает обычными свойствами жидкости: текучестью, поверхностным натяжением и вязкостью и необычным для жидкости свойством — упорядоченностью ориентации. В результате такие макроскопические параметры, как диэлектрическая проницаемость ε и показатель преломления $n_{пр}$, зависят от ориентации.

Для жидкокристаллического вещества характерна анизотропная геометрия молекул. В большинстве случае они имеют вытянутую сигарообразную форму. Упорядоченность структуры создается относительно слабыми силами взаимосвязи между молекулами или между молекулами и граничными поверхностями. Так как эти силы малы, то при повышении температуры ЖК превращается в обычную изотропную жидкость. При понижении температуры кристалл переходит в твердое состояние и теряет свойства жидкости. Пока структура кристалла остается жидкой, она легко перестраивается под действием механических, электрических или магнитных полей.

Типичная молекула ЖК-вещества, изображенная на рис. 4.28, состоит из двух фениловых колец $Ф$, к которым присоединены короткие полярные группы в виде алкидных цепочек $R — CN$.

Ориентация отдельной молекулы ЖК-вещества подвергается непрерывным тепловым флуктуациям, однако в любой точке жидкости существует средняя ориентация, характеризуемая единичным вектором, называемым директором D. В зависимости от направления директора и взаимного положения центров тяжести молекул различают три основные фазы: смектическую, нематическую и холестерическую. Расположение молекул в этих фазах показано на рис. 4.29. В наиболее упорядоченной *смектической* фазе молекулы ориентированы параллельно, а их центры тяжести лежат в одной плоскости (рис. 4.29,*а*).

Если параллельная ориентация сохраняется, но центры тяже-

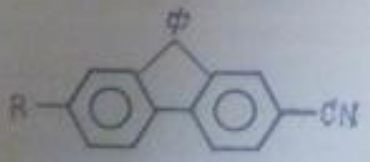


Рис. 4.28. Структура молекулы ЖК

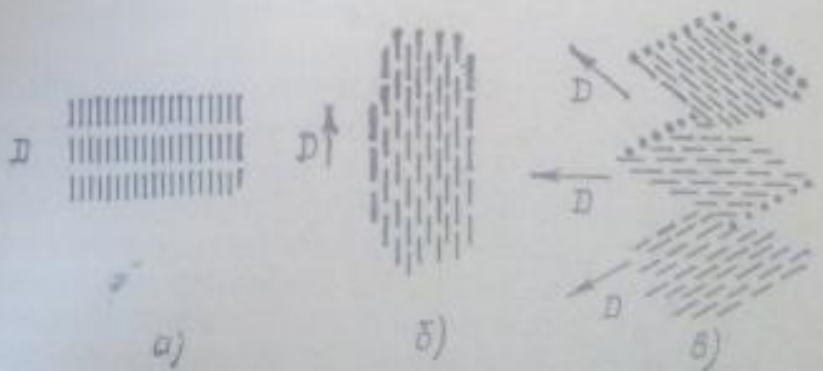


Рис. 4.29. Ориентация молекул в различных фазах ЖК:
а—смектической; *б*—нематической; *в*—холестерической

сти молекул располагаются произвольно, то возникает *нематическая фаза** (рис. 4.29,*б*), в *холестерической* фазе имеет место закручивание директора, так что в результате создается винтовая структура (рис. 4.29,*в*).

Когда ЖК-вещество занимает большой объем, то в последнем автоматически появляются области с независимыми ориентациями директора. Для придания одинаковой ориентации во всем рабочем пространстве ЖК-вещество заключают в узкое (толщиной в несколько десятков микрометров или меньше) пространство между подложками. В результате специфическая ориентация молекул жидкого кристалла определяется и соседними молекулами, и граничной поверхностью подложки. Ориентирующее действие достигается натиранием поверхностей подложек или напылением на них под углом тонких пленок SiO_2.

В нематической фазе ориентирующее действие подложек может приводить к возникновению: а) планарной (гомогенной), б) нормальной (гомеотропной) и в) закрученной (твистированной) ориентаций. Ориентация молекул по отношению друг к другу в первых двух случаях одинакова, однако они либо параллельны, либо перпендикулярны подложке в зависимости от ее обработки. Для создания закрученной ориентации подложки обрабатываются таким же образом, как и для создания планарной, но при сборке прибора поворачиваются относительно друг друга на угол, близкий к 90°. В результате директор внутри ЖК-слоя, заключенного между подложками, плавно поворачивается.

По своим электрическим свойствам ЖК-вещества относятся к диэлектрикам и характеризуются малой удельной электропроводностью $\sigma_{пр}=10^{-6}\div10^{-9}$ См/м, зависящей от количества проводящих примесей. Так же как и другие параметры ЖК-веществ, электропроводность обладает анизотропией, в связи с чем различают компоненты $\sigma_{пр\parallel}$ и $\sigma_{пр\perp}$ в направлении, параллельном и перпендикулярном D.

Важным параметром ЖК, позволяющим управлять его оптическими свойствами с помощью электрического поля, является так называемая **диэлектрическая анизотропия**

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp}, \qquad (4.30)$$

где $\varepsilon_{\parallel}$ и $\varepsilon_{\perp}$ — параллельная и перпендикулярная D составляющие относительной диэлектрической проницаемости.

Значение и знак $\Delta\varepsilon$ в значительной степени определяются постоянными диполями внутри молекул. Если группа с большим постоянным дипольным моментом (—CN) расположена вдоль оси молекулы, то $\Delta\varepsilon$ велико и положительно (положительная диэлектрическая анизотропия), если же она расположена перпендикулярно оси, то $\Delta\varepsilon$ велико и отрицательно (отрицательная диэлектрическая анизотропия).

---

* От греч. «нема» — нить

Оптические характеристики ЖК-веществ определяются разными показателями преломления для света с различными по отношению к D направлениями поляризации. Обычно задаются показателем преломления n_o для света с поляризацией, перпендикулярной директору (обыкновенный луч), и показателем n_e для света с поляризацией, параллельной директору (необыкновенный луч). Оптическая анизотропия характеризуется разностью показателей преломления:

$$\Delta n = n_e - n_o. \qquad (4.31)$$

При этом для нематической фазы $\Delta n > 0$ и достигает значений $\sim 0{,}3$, что значительно больше, чем почти во всех обычных одноосных кристаллах.

Оптическая анизотропия приводит к возникновению эффекта двулучепреломления, который заключается в том, что падающий на ЖК луч разделяется на два, причем обыкновенный луч отклоняется сравнительно слабо, а необыкновенный — сильно. Если учесть, что направление директора может существенно изменяться при приложении к ЖК-веществу электрического поля, то отсюда вытекают широкие возможности электрооптического управления светом.

Рассмотрим влияние электрического поля на слой нематического вещества с положительной диэлектрической анизотропией и гомогенной ориентацией (рис. 4.30). На левой границе слоя молекулы ориентированы строго параллельно подложке, так как здесь на них сильнее всего действуют ориентирующие силы со стороны подложки. По мере удаления от подложки действие поверхностных сил ослабевает и под влиянием внешнего электрического поля молекулы стремятся повернуться таким образом, чтобы вектор их поляризации совпал с электрическим полем.

Ориентация молекул может меняться не только под действием поля, но и в результате различных электрогидродинамических эффектов, обусловленных протеканием даже небольшого тока. Если ячейка работает на постоянном токе, ток в ЖК возникает в результате инжекции электронов с катода. Присоединяясь к нейтральным молекулам, эти электроны образуют отрицательные ионы. При их смещении освободившиеся места занимают нейтральные молекулы, что приводит к общему движению жидкости в направлении, противоположном потоку ионов. Необходимость поддержания непрерывности приводит к тому, что возникает обратный поток. Пороговое напряжение возникновения гидродинамической нестабильности при постоянном напряжении составляет больше 10 В, т. е. значительно выше, чем в случае эффекта поля.

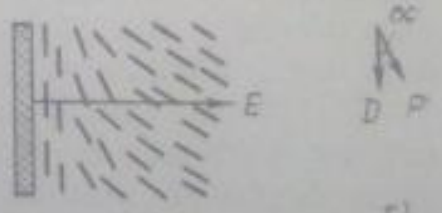


Рис. 4.30. Влияние электрического поля на слой молекул нематического вещества:

а—ориентация молекул; *б*—направления векторов директора D и поляризации P

Типы индикаторов. ЖК-индикатор был создан на эффекте динамическо-

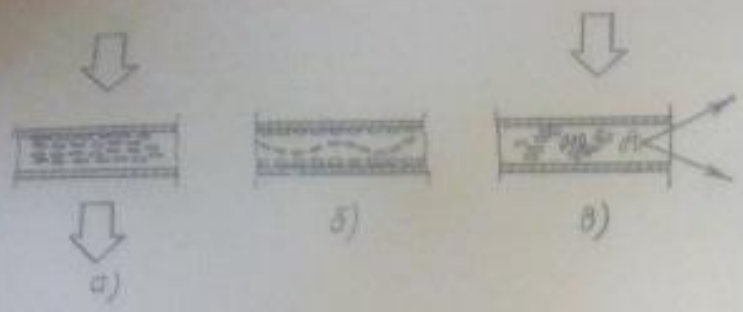


Рис. 4.31. Работа ЖК-индикатора на эффекте динамического рассеяния при напряжениях: *а*—нулевом; *б*—пороговом; *в*—превышающем пороговое

го рассеяния, являющемся токовым эффектом. Работа такого индикатора иллюстрируется рис. 4.31. В ячейке, заполненной нематиком с отрицательной диэлектрической анизотропией, при планарной ориентации в отсутствии или при малом напряжении на электродах вещество однородно и прозрачно (рис. 4.31,*а*). При приложении к ячейке порогового напряжения, не зависящего от толщины слоя и слабо зависящего от температуры, возникает волнистая доменная структура — своеобразный рисунок, обусловленный упорядоченным изменением направления директора (рис. 4.31,*б*). При превышении порогового напряжения доменная структура превращается в ячеистую (рис. 4.31,*в*). При напряжениях, значительно превышающих пороговое, в жидкости возникает вихревое движение. В результате возникновения вихрей ЖК полностью теряет оптическую однородность и рассеивает свет во всех направлениях. Этот электрооптический эффект и называется *динамическим рассеянием*.

В настоящее время наиболее распространены индикаторы, использующие полевой твист-эффект *. Работа ячейки со скрещенными поляризатором *П* и анализатором *А* показана на рис. 4.32. В отсутствие напряжения молекулы в ней закручены приблизительно на 90° благодаря ориентирующему действию подложек (рис. 4.32,*а*). В этом случае свет, падающий на ячейку сверху, поляризуется таким образом, что его вектор поляризации совпадает с направлением директора *D* у верхней подложки. При прохождении сквозь слой ЖК-вещества плоскость поляризации света вращается и при попадании в нижнюю подложку оказывается перпендикулярной плоскости чертежа. В результате свет свободно выходит через анализатор и попадает к наблюдателю.

При наложении на ячейку напряжения, создающего поле значительно выше порогового,

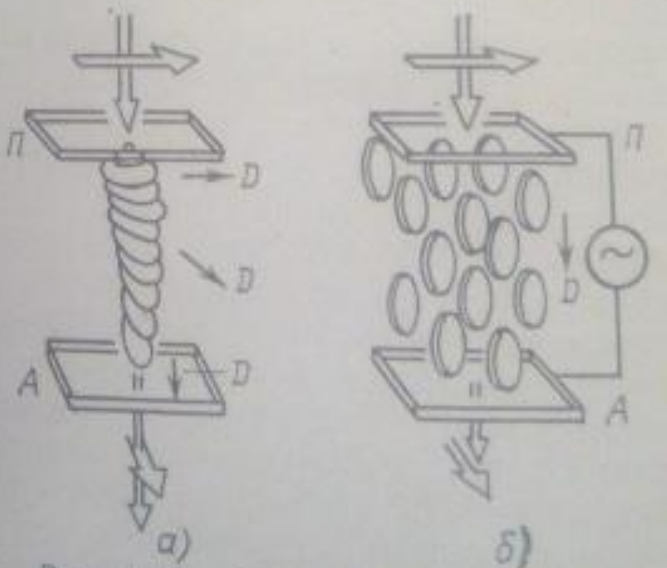


Рис. 4.32. Работа ЖК-индикатора на твист-эффекте при напряжениях: *а*—нулевом; *б*—превышающем пороговое

* От англ. «twist» — закручивание.

вещество с положительной диэлектрической анизотропией стремится повернуться по электрическому полю и его директор D приобретает вертикальное направление (рис. 4.32,*б*). Теперь уже ЖК-ячейка не вращает плоскость поляризации, а анализатор не пропускает свет.

ЖК-индикаторы на твист-эффекте имеют преимущества по сравнению с индикаторами на эффекте динамического рассеяния, в несколько раз меньшие рабочие напряжения (3—10 вместо 15—40 В), бо́льшую долговечность, обусловленную меньшими рабочими токами (плотность тока 1—3 мкА/см² вместо 10 мА/см²).

К недостаткам ЖК-индикаторов на твист-эффекте относится меньший, чем у индикаторов на эффекте динамического рассеяния, угол обзора, что связано с узкой диаграммой направленности света при твист-эффекте и влиянием поляризаторов. Путем повышения управляющего напряжения до 5—6 В этот угол можно увеличить до $\pm 45°$ для управления постоянным напряжением, однако при использовании импульсных напряжений угол обзора заметно снижается. Еще одним существенным недостатком твист-индикаторов является необходимость использования поляризаторов, что приводит к потерям свыше 50% света, повышает стоимость индикатора и уменьшает его долговечность.

Индикаторы без поляризаторов могут быть созданы на основе эффекта «гость—хозяин», который иллюстрируется рис. 4.33. Стержневидные дихроические молекулы красителя (гость), которые введены в ЖК-вещество, стремятся ориентироваться параллельно осям его молекул. Так как молекулы красителя поглощают свет с поляризацией вдоль длинной оси молекул и пропускают свет с перпендикулярной ориентацией, то, управляя ориентацией ЖК, можно регулировать прохождение света.

В качестве основного электрооптического эффекта в таком ЖК можно использовать переход из холестерического в нематическое состояние. Для начального холестерического состояния вещество имеет спиральную структуру и свет с любым направлением поляризации поглощается (рис. 4.33,*а*). При наложении достаточно сильного электрического поля ЖК-вещество переходит в нематическое гомеотропное состояние, в котором все молекулы красителя ориентированы вертикально, а падающий на ячейку свет свободно проходит сквозь нее (рис. 4.33,*б*). Описанная система перспективна, так как позволяет получить почти черное позитивное изображение на белом фоне при высокой яркости и достаточно широком угле обзора.

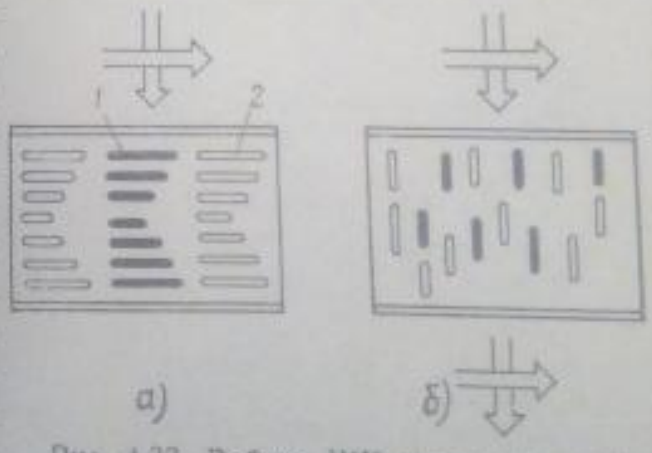


Рис. 4.33. Работа ЖК-ячейки на эффекте «гость — хозяин» при напряжениях: *а*—нулевом, *б*—превышающем пороговое; *1*—молекулы красителя; *2*—молекулы жидкого кристалла

Создание матричных ЖК-индикаторов с информационной емкостью, достаточной для построения графических СОИ или телевизионных экранов, затруднено тем, что ЭО в них реагируют на действующее значение приложенного напряжения. Отношение этих значений напряжения на включенном и выключенном ЭО с ростом числа строк, по которым производится развертка, падает (см. § 5.1). В связи с этим ЖК-экраны строят, используя комбинированную термическую и электрическую матричную адресации или вводя в каждый ЭО интегрированные схемные элементы, обеспечивающие переход от матричной адресации к однокоординатной (см. § 5.1).

Схема фазовых переходов, происходящих в жидкокристаллическом веществе при комбинированном тепловом и электрическом воздействиях, показана на рис. 4.34. При повышении температуры, происходящем в результате нагрева строки матричного экрана, вещество переходит из упорядоченного смектического состояния в беспорядочное изотропное (стрелка *3*). При охлаждении характер фазового перехода зависит от того, наложено ли на жидкий кристалл электрическое поле или нет. Без электрического поля вещество переходит в смектическую фазу, для которой характерны макронеоднородности, вызывающие сильное рассеяние света (стрелка *1*). Когда охлаждение ведется в электрическом поле, то в промежуточном нематическом состоянии происходит ориентация молекул по полю (стрелка *2*). В конечной смектической фазе возникает упорядоченная ориентация и вещество оказывается оптически прозрачным.

В матричном индикаторе строчные электроды выполняются как омически нагреваемые резистивные полоски, а столбцы — как прозрачные полоски. Развертка изображения ведется по строкам, а на столбцы подаются информационные импульсы. Время ввода информации в одну строку равно 50 мкс, так как количество нагреваемого жидкокристаллического вещества и его тепловая инер-

Рис. 4.34. Схема фазовых переходов в ЖКИ при термическом и электрическом воздействиях

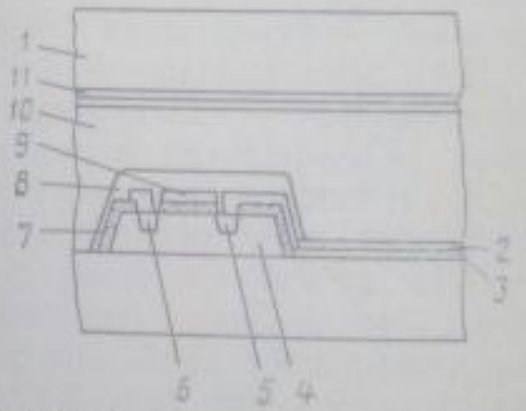


Рис. 4.35. Конструкция ЖК-индикатора, интегрированного со схемой управления:

1—стеклянные подложки; *2*—ориентирующие слои; *3*—электрод элемента отображения; *4*—поликремний; *5*—сток; *6*—исток; *7*—слой окиси кремния; *8*—защитный диэлектрик; *9*—затвор; *10*—слой жидкого кристалла; *11*—общий электрод

15-19;

ция невелики. После охлаждения состояние вещества (прозрачное или рассеивающее свет) сохраняется, т. е. индикатор запоминает информацию.

Конструкция интегрированного со схемой управления ЖК-индикатора показана на рис. 4.35. В таком индикаторе использована матрица тонкопленочных транзисторов, стоки которых соединены с электродами ЭО. На истоки транзисторов подаются импульсы развертки, а на затворы — информационные импульсы. Такие индикаторы используются для воспроизведения телевизионного изображения в портативных карманных телевизорах.

Для работы ЖК-индикатора важное значение имеет способ его подсветки. В твист-индикаторах применяют три системы подсветки: отражательную, просветную и отражательно-просветную.

В *отражательной* (рис. 4.36) внешний свет в ЖК-ячейку попадает только после прохождения левого поляризатора ЛП. Если на сегменты ячейки *СЯ* не подано напряжение, свет после поворота вектора поляризации на 90° проходит через правый поляризатор *ПП* и отражается рефлектором *Р* (рис. 4.36,*а*). При обратном проходе свет снова поворачивается на 90° в слое ЖК-вещества и свободно выходит наружу. Около тех сегментов индикатора, на которые подано напряжение, ЖК-вещество не способно вращать вектор поляризации, вследствие чего лучи света задерживаются правым поляризатором (рис. 4.36,*б*). В таком индикаторе видны темные сегменты на светлом фоне.

В *просветной* источник света располагается позади одного из

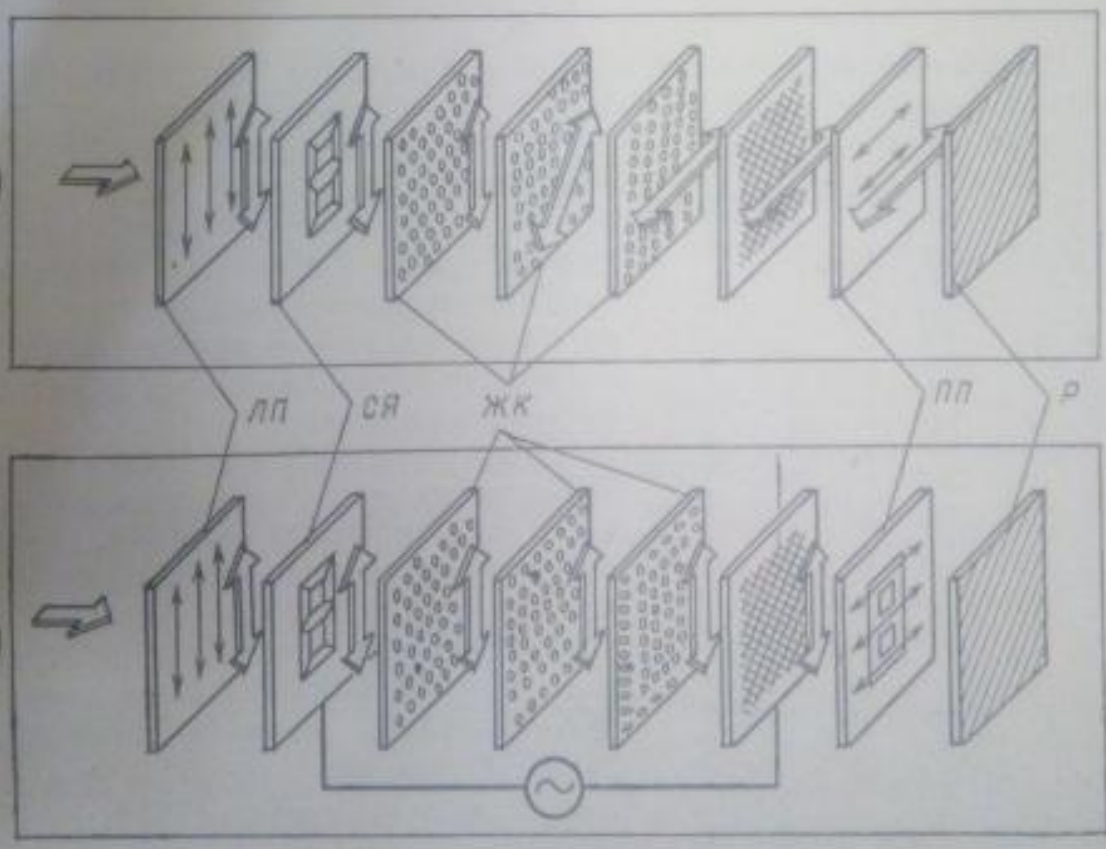


Рис. 4.36. Отражательная ЖК-ячейка на твист-эффекте:
а—без напряжения; *б*—под напряжением

поляризаторов. В качестве источника можно использовать миниатюрную лампу накаливания с диффузором или люминесцентный источник с радиоактивным возбуждением.

Просветно-отражательная система, в которой отражатель частично пропускает свет, идущий сзади, а частично отражает свет, падающий спереди, является наиболее универсальной.

Отражательные индикаторы применяются при достаточной, а просветные — при низкой освещенности окружающей среды.

Характеристики индикаторов. Так как ЖК-индикаторы относятся к классу пассивных, то основным их оптическим параметром является не яркость, а контрастность (для просветных индикаторов вместо контрастности часто пользуются коэффициентом пропускания, который определяют как отношение интенсивностей выходящего света к падающему).

Вольт-контрастная характеристика жидкокристаллического индикатора зависит не от амплитудного, а от действующего значения приложенного напряжения.

Типичные вольт-контрастные характеристики твист-индикатора для углов наблюдения 0 и 45° показаны на рис. 4.37. Для параметрического задания кривой можно взять напряжения, соответствующие 5, 10, 50 и 90% контраста, обозначая их U_5, U_{10}, U_{50}, U_{90}.

Относительная обратная крутизна электрооптической характеристики

$$\gamma_{90-10}=(U_{90}-U_{10})/U_{10};\quad \gamma_{50-10}=(U_{50}-U_{10})/U_{10};$$
$$\gamma_{50-5}=(U_{50}-U_5)/U_5. \qquad (4.32)$$

Динамические параметры ЖК-индикаторов определяются временами реакции $\tau_{рк}$ и релаксации $\tau_{рл}$. Кривая изменения контраста при наложении импульса напряжения имеет следующие участки: задержку включения, время нарастания (в сумме они равны времени реакции), задержку выключения (обычно очень малую) и время спада (две последние составляющие в сумме дают время релаксации).

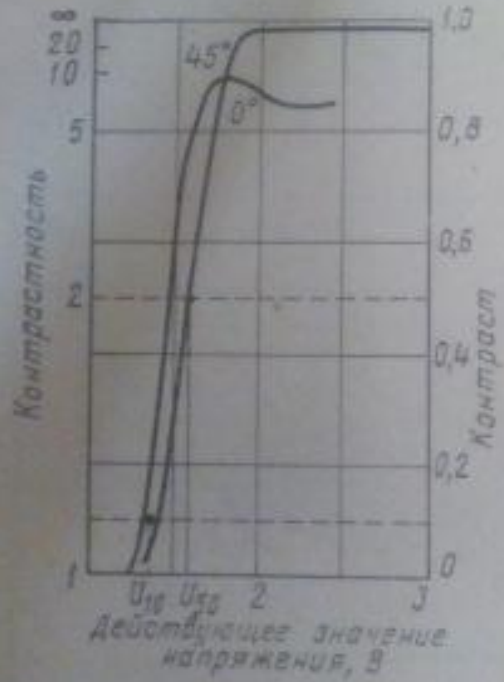


Рис. 4.37. Вольт-контрастные характеристики твист-индикаторов

Температурный диапазон работы ЖК-индикатора часто ограничивается $\tau_{рк}$ и $\tau_{рл}$, типичные значения которых составляют десятки миллисекунд при комнатной температуре и существенно возрастают при ее снижении. Времена $\tau_{рк}$, $\tau_{рл}$ пропорциональны вязкости ЖК-вещества, которая зависит от температуры как

$$\eta_в=\eta_{в0}\exp[\varepsilon_в/(kT)], \qquad (4.33)$$

где энергия активации $\varepsilon_в$ лежит в диапазоне $(5\div8)\cdot10^{-20}$ Дж. Фор-

мула (4.33) показывает, что изменение температуры с 250 до 300 К меняет $\eta_в$ в 11—50 раз. Поэтому, даже если при снижении температуры рабочее вещество остается в жидком состоянии, индикатор может оказаться неработоспособным из-за плохих динамических параметров. Приборы, рассчитанные на работу при низких температурах окружающей среды, должны быть заполнены смесью ЖК-веществ, имеющей при этой температуре малую вязкость. Типичные для приборов значения рабочих температур T приведены в табл. 4.10.

Таблица 4.10

Тип прибора	Число знакомест	Высота знака, мм	Управляющее напряжение, В	Ток, мкА	Максимальное время реакции, мс	Максимальное время релаксации, мс	Температура, °С
ИЖКЦ1-4/8	4	8	3—15	12	250	300	—20 +55
ИЖКЦ1-8/5	8,5	5	5,4—6,3	8	350	350	—1 +40
ИЖКЦ3-6/17*	6	16,6	4—9	70	300	300	—10 +55
ИЖКЦ4-6/17**							

* Просветного типа.

** Отражательного типа.

Для повышения срока службы ЖК-индикаторов их питают переменным напряжением, исключая этим направленный характер электрохимических процессов. Чтобы даже небольшая составляющая постоянного напряжения не попадала на ЖК, используют ту же тонкую пленку SiO_2, что и для пассивации.

Основные параметры типичных ЖК-индикаторов приведены в табл. 4.10.

ГЛАВА 5

Средства отображения информации на дискретных индикаторах

§ 5.1. Системы адресации

Внедрение СОИ на дискретных индикаторах во многом ограничивается не самими индикаторами, а схемами управления, сложность которых в данном случае обусловлена необходимостью электрической проводной коммутации большого числа ЭО, входящих в состав индикаторного поля.

Дискретные индикаторы могут работать в двух режимах: 1) статической индикации, когда состояние ЭО меняется только

при обновлении воспроизводимой информации, т. е. с частотой $f_{обн}=1/T_{обн}$, причем все выбранные ЭО работают одновременно; статическая индикация может быть непрерывной $q=1$ (рис. 5.1,*а*) или импульсной $q>1$ (рис. 5.1,б); 2) динамической индикации (рис. 5.1,*в*), характеризуемой тем, что разные элементы или группы ЭО, образующие индикаторное поле, включаются в разные части периода кадра $T_к$. При этом, пока воспроизводимая информация остается неизменной, фаза и длительность включенного состояния ЭО внутри периода кадра сохраняются, т. е. $T_{обн}\geqslant T_к$. Для получения немелькающего изображения должно выполняться условие $f_к>f_{кчм}$, а за период кадра $T_к$ необходимо адресовать все элементы, составляющие изображение. Поэтому скважность оказывается обратной числу групп элементов отображения.

Такой режим с регенерацией изображения характеризуется следующими соотношениями:

для яркости [согласно формуле (1.19)]

$$L_{vкаж}=L_{vи}/q_v, \tag{5.1}$$

где q_v — скважность импульсов излучения; $L_{vкаж}$ — кажущаяся (усредненная во времени) яркость; $L_{vи}$ — мгновенная яркость; для времени выборки

$$t_в=1/(f_к q). \tag{5.2}$$

Из-за инерционности индикатора обычно $q\leqslant q_v$.

Те же соотношения можно использовать для режима статической индикации, если вместо $f_к$ подставить $f_{обн}$, причем либо $q_v=1$ (рис. 5.1,а), либо $q_v>1$ (рис. 5.1,*б*).

Прежде чем перейти к конкретным схемам управления индика-

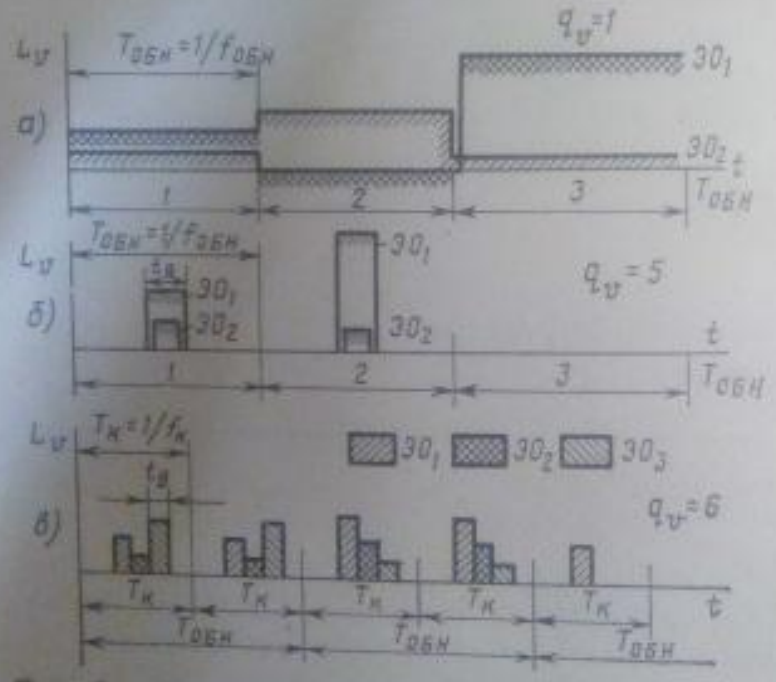


Рис. 5.1. Диаграммы изменения яркости L_v при разных способах индикации:
а—статической непрерывной; *б*—статической импульсной; *в*—динамической

Рис. 5.2. Подключение элементов отображения при однокоординатной адресации

торов, рассмотрим основные системы адресации, выделив из них наиболее важные: однокоординатной адресации; двухкоординатной матричной адресации; многоуровневой адресации; адресации со сканированием.

Система *однокоординатной* адресации отличается тем, что каждый ЭО имеет два независимых от других ЭО входа, к которым и прикладываются сигналы со схемы возбуждения. Очевидно, независимость ЭО друг от друга по управлению сохраняется и тогда, когда для уменьшения числа соединений их вторые управляющие входы объединяются (рис. 5.2).

Так как входы независимы, то при однокоординатной адресации ЭО могут включаться одновременно и на любой промежуток времени, что позволяет организовать статическую индикацию, т. е. использовать умеренные значения импульсных яркостей $L_{вн}$ и большие времена выборки $t_в$ [см. (5.1) и (5.2)].

Преимуществом однокоординатной адресации является также отсутствие жестких требований к параметрам индикатора. Например, если взять вольт-контрастную характеристику жидкокристаллического твист-индикатора (см. рис. 4.37), то легко видеть, что для нормальной работы достаточно обеспечить выполнение условий включения $U_{10}<U_{OH}$ и выключения $U_{10}>U_{OL}$, где U_{OL}, U_{OH} — выходные напряжения логического 0 и 1 схемы управления. Эти условия выполняются с большим запасом, если взять как управляющие ИМС серии К176, у которых $U_{OL}\leqslant 0{,}3$ В, $U_{OH}\geqslant 8{,}2$ В, так как по рис. 4.38 $U_{10}=0{,}65$ В и $U_{50}=1{,}70$ В. И в общем случае для любой электрооптической характеристики индикатора удается подобрать схему управления с достаточно малым U_{OL} и большим для того, чтобы условия включения и выключения выполнялись даже при большом разбросе параметров ЭО.

В то же время схемы однокоординатной адресации многоэлементных индикаторов имеют существенные недостатки — большое число каналов управления

$$N_у=N_{эо} \tag{5.3}$$

и выводов индикатора

$$N_в\geqslant N_{эо}+1. \tag{5.4}$$

Например, для 7-сегментного цифрового индикатора с десятичной точкой число выводов на один разряд равно $8+1=9$, а на три разряда уже 27. Если взять буквенный индикатор, у которого знакоместо образовано матрицей точек 5×7, то на три знакоместа уже понадобится $35\times 3+1=106$ выводов. Из-за трудности создания индикаторов и схем управления с большим числом выводов и в особенности их соединения между собой применение методов с однокоординатной адресацией ограничивается цифровыми СОИ на три-четыре знакоместа или буквенными СОИ на одно знакоместо.

Воспользоваться преимуществами схемы однокоординатной адресации можно, выполнив ее интегрально с индикатором (см. рис. 4.35).

Для адресации ЭО в дискретных индикаторах наиболее широко применяется метод двухкоординатной матричной адресации (рис. 5.3). Здесь в отличие от однокоординатной адресации каждый выход схемы управления присоединяется к множеству ЭО, причем схема управления разбита на две части, соединенные по строкам и столбцам с управляющими входами ЭО. Включение ЭО происходит только тогда, когда сумма сигналов на его входах превысит напряжение включения.

Система с матричной адресацией обеспечивает значительное уменьшение числа каналов управления и выводов индикатора (при условии его выполнения с общими электродными шинами). Здесь

$$N_y = N_x = 2\,[\sqrt{N_{эо}}] \qquad (5.5)$$

где [ ] обозначает округленное до большего целого число в скобках. Для матричного индикатора с $N_{эо}=35\times3$ получим $N_y = N_x = 2[\sqrt{105}]=23$ вместо 105 каналов управления и свыше 106 выводов индикатора по (5.3) и (5.4).

Недостатком двухкоординатной матричной адресации является то, что при полном возбуждении определенных ЭО может происходить частичное возбуждение других ЭО, что ухудшает качество изображения.

Для анализа возбужденных и частично возбужденных состояний ЭО рассмотрим схему, показанную на рис. 5.4, где ЭО в строке X_2 и столбце Y_2 возбуждается (состояние, обозначаемое 1) приложением напряжений U^1_x и U^1_y. Все остальные ЭО не возбуждены, для чего на них подаются напряжения U^0_x и U^0_y.

Для малоинерционных индикаторов, у которых время включения и выключения много меньше длительности управляющего воз-

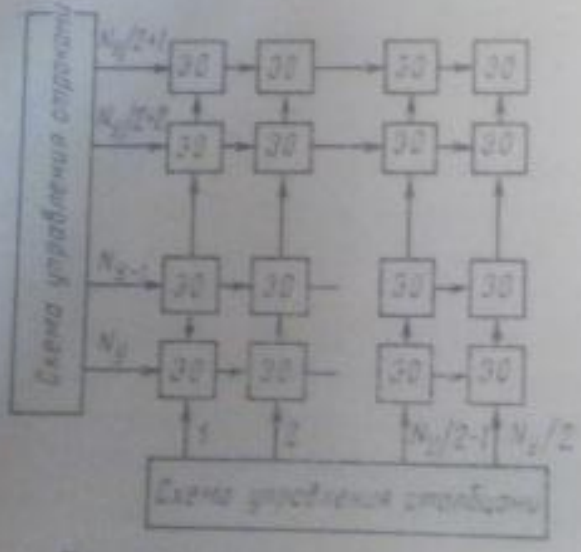


Рис. 5.3. Подключение элементов отображения при матричной адресации

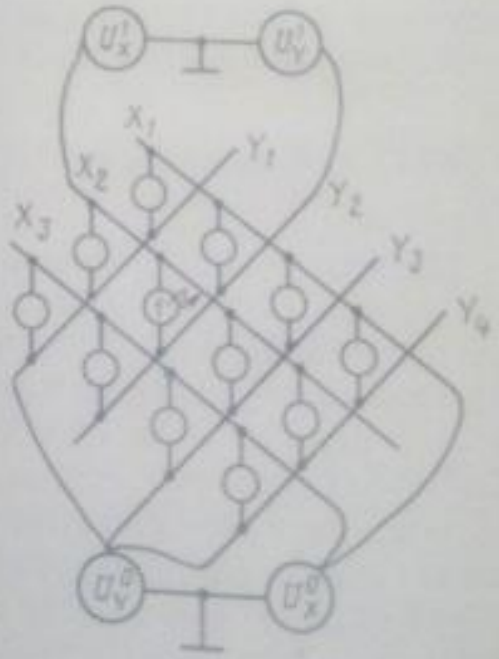


Рис. 5.4. Схема приложения напряжения к возбужденным и невозбужденным элементам отображения матричного индикатора

действия (т. е. практически для всех активных типов индикаторов), оптимальные условия соответствуют максимальному отношению U^1/U^0 для возбужденной и невозбужденной ячеек. Здесь можно выделить два случая: 1) ЭО обладает выпрямляющими свойствами; 2) ЭО не обладает таковыми свойствами.

В первом случае (например, светодиоды или любые ЭО с последовательно включенными диодами) адресация осуществляется подачей напряжения U на выбранный столбец и заземлением выбранной строки (рис. 5.5,*а*). Все невозбуждаемые столбцы заземляются, а на все невозбуждаемые строки подается напряжение U. Отношение напряжений U^1/U^0 в этом случае выражается через сопротивления ЭО $R_{эо}$ и обратное сопротивление диода $R_д$ как

$$U^1/U^0 = (R_д + R_{эо})/R_{эо} \qquad (5.6)$$

и при $R_д \gg R_{эо}$ выражение (5.6) стремится к бесконечности.

В случае невыпрямляющего индикатора наиболее целесообразно брать напряжения U^0_y и U^0_x равными соответственно 1/3 и 2/3 от полного напряжения питания (рис. 5.6,*б*).

В этом случае напряжение, приложенное к возбужденному ЭО, находящемуся между точками X_2—Y_2, равномерно делится между любыми тремя последовательно включенными невозбужденными ЭО.

Такая схема адресации называется схемой 3:1 ($U^1/U^0=3$). Недостатками ее являются необходимость использования трех уровней питания $1/3U$, $2/3U$ и U, а также то, что к ЭО могут прикладываться напряжения разных полярностей и большие действующие значения напряжений. Более простая схема адресации 2:1 изображена на рис. 5.5,*в*. В ней использованы только два уровня питающих напряжений, но отношение U^1/U^0 составляет всего 2:1.

Из рис. 5.5 легко видеть, что во всех трех рассмотренных случаях количество одновременно выбираемых ЭО ограничено необходимостью возбуждения одних и невозбуждения других. В статическом режиме можно независимо возбудить любое число ЭО, но только расположенных вдоль одной строки или одного столбца, что позволяет создавать шкалы, но не двумерные изображения.

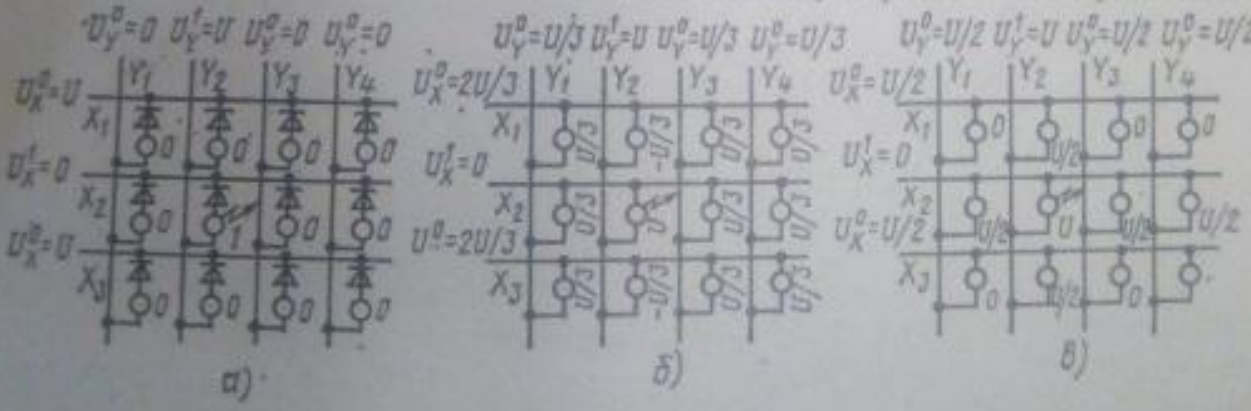


Рис. 5.5. Методы адресации:
а—для элементов отображения с выпрямляющими свойствами; *б*—$U^1/U^0=3:1$; *в*—$U^1/U^0=2:1$

В последнем случае приходится применять динамический режим двухкоординатной матричной адресации.

В динамическом режиме выборка ЭО производится одним из следующих способов: поэлементным; построчным; функциональным.

В *поэлементном* способе последовательно производится выборка одного ЭО за другим по всему индикаторному полю так, как это делается в растровом дисплее. В этом случае

$$q=N_cN_{c6}. \tag{5.7}$$

Из (5.1) и (5.2) вытекает, что для больших $N_{эо}$ поэлементный способ связан с необходимостью использования больших $L_{уи}$ и малых $t_в$, т. е. мощных импульсных ключей и быстродействующих индикаторов и схем управления ими.

При *построчном* способе последовательно производится выборка одной строки за другой*, причем одновременно в каждой строке возбуждаются все необходимые для формирования изображения ЭО. Поэтому скважность

$$q=N_c. \tag{5.8}$$

В *функциональном* способе возбуждаются только те ЭО, из которых состоит изображение, что дает формулу для скважности в виде

$$q=N_\Phi, \tag{5.9}$$

где N_Φ — число возбуждаемых функциональных ЭО.

Из (5.1), (5.2), (5.7)—(5.9) следует, что наименьшее значение $L_{уи}$ и наибольшее $t_в$ при плотном заполнении экрана информацией обеспечивает способ построчной адресации, который рассмотрим более подробно.

Диаграммы напряжений при построчной адресации с выборкой 2:1 приведены на рис. 5.6,*а*, а соответствующий участок матричного поля — на рис. 5.6,*б*. Невключенная ячейка Y_2Y_3 получает постоянное напряжение $U/2$, а включенная Y_1X_2 — возбуждающее напряжение только в момент включения первой строки. Определим контраст между этими ячейками по формуле (1.12), считая, что первая из них создает фон с яркостью $L_{уф}$ — а вторая — изображение с яркостью $L_{уо}$. Считая, что развертка осуществляется по N_c, получим

$$K_{обр\,дм}=\frac{L_{уо}-L_{уф}}{L_{уо}}=\frac{L(U)/N_c-L(U/2)}{L(U)/N_c}=$$

$$=1-\frac{L(U/2)}{L(U)}N_c=1-N_c(1-K_{обр\,с}). \tag{5.10}$$

Здесь $K_{обр\,дм}$, $K_{обр\,с}$ — обратный контраст, получаемый при динамической матричной или статической адресации. Из (5.10) вытекает, что при значении N_c, равном $1/(1-K_{обр\,с})$, контраст равен нулю.

---

* Или столбца за столбцом.

Если задаться допустимым для буквенно-цифровой индикации значением контраста, равным 0,6 (см. гл. 1), то максимально допустимое число строк для матричной адресации

$$N_{с\,max} = 0{,}4/(1 - K_{обр\,с}). \quad (5.11)$$

Выражение (5.10) можно также использовать для определения $K_{обр\,д\,м}$ по $K_{обр\,с}$.

Пример 5.1. Пусть $K_{обр\,с} = 0{,}95$ и $N_с = 5$, тогда из (5.10) $K_{обр\,д\,м} = 1 - 5(1 - 0{,}95) = 0{,}75$. Однако уже при $N_с = 10$, $K_{обр\,д\,м} = 0{,}5$. Таким образом, снижение контраста при динамической матричной адресации весьма значительно.

Иначе обстоит дело с инерционными индикаторами, подобными жидкокристаллическим или накаливаемым вакуумным. Отмечалось, что электрооптическая характеристика ЖК-индикатора зависит не от амплитудного, а от действующего значения приложенного напряжения. Для построчного способа адресации при $f_к = 50$ Гц и $N_с = 5$, используя (5.2) и (5.8), получим $t_в = 4$ мс. Так как $\tau_{рк}$ и $\tau_{рл}$ превышают 100 мс (см. табл. 4.10), то они практически всегда оказываются больше длительности возбуждающего сигнала $t_в$. Те же результаты получаются для накаливаемых вакуумных индикаторов (см. § 4.5).

Так как реакция индикатора зависит не от мгновенного а от действующего значения приложенного напряжения, выбор оптимального режима адресации ячеек отличается от рассмотренного случая малоинерционных индикаторов.

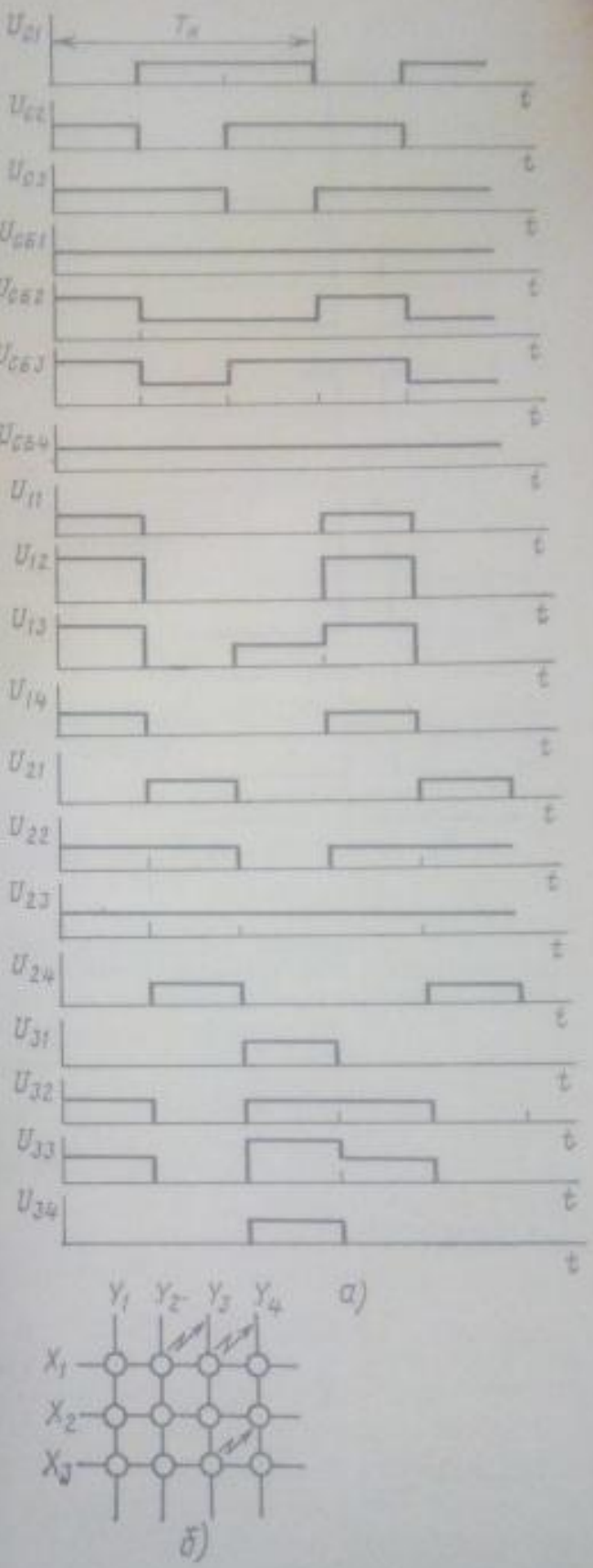


Рис. 5.6. Параллельная строчная адресация:
а—диаграммы напряжений; *б*—расположение светоизлучающих точек

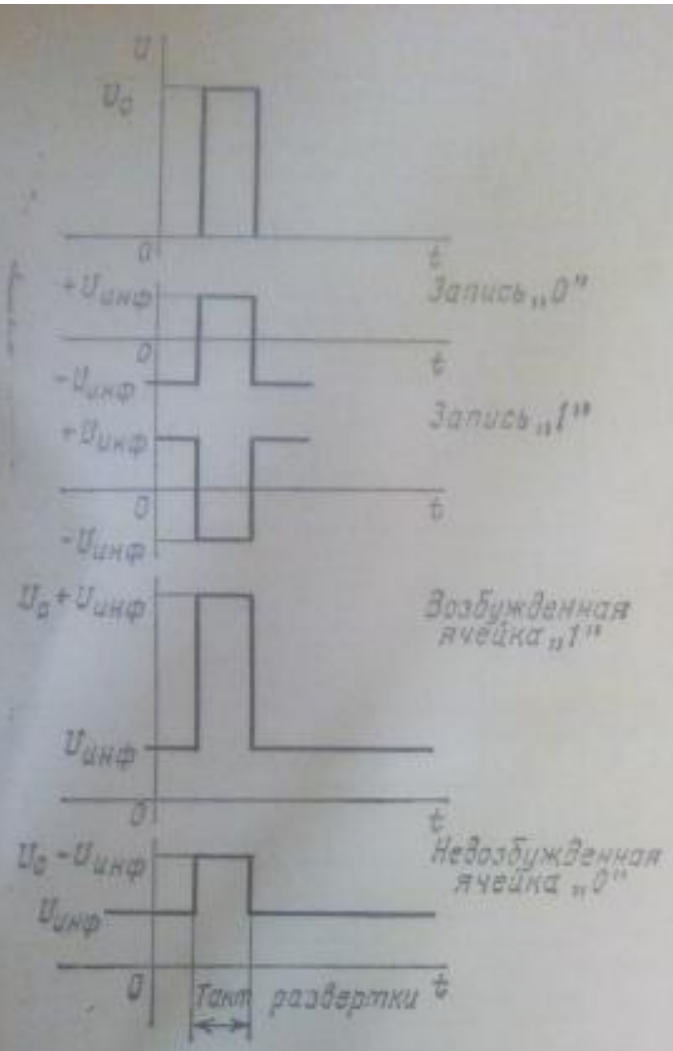


Рис. 5.7. Диаграммы напряжения, иллюстрирующие построчную адресацию инерционного индикатора

При построчной адресации на строки индикатора последовательно во времени подаются импульсы положительной полярности U_c, а на столбцы, совпадающие по фазе с импульсом строки информационные импульсы $-U_{инф}$, если ячейка на их пересечении должна быть возбуждена (1), и импульсы $+U_{инф}$, если ячейка на их пересечении не должна быть возбуждена (0) (рис. 5.7). Соответствующие диаграммы напряжений показаны на рис. 5.7. Ячейки, к которым приложена в такте развертки по строке сумма $U_c+U_{инф}$, должны быть во включенном состоянии а ячейки, к которым приложена разность $U_c-U_{инф}$,— в выключенном состоянии. Тогда для действующих значений напряжения $U^0_д$ на выключенной и $U^1_д$ включенной ячейках можно записать:

$$(U^0_д)^2=(U_c-U_{инф})^2/N_c+U^2_{инф}(1-1/N_c); \quad (5.12)$$

$$(U^1_д)^2=(U_c+U_{инф})^2/N_c+U^2_{инф}(1-1/N_c). \quad (5.12а)$$

Теперь найдем U_c, $U_{инф}$, обеспечивающие максимальное отношение $U^1_д/U^0_д$.

Обозначим

$$K_и=U_c/U_{инф}. \quad (5.13)$$

Разделив (5.12а) на (5.12) и подставив (5.13), получим

$$(U^1_д/U^0_д)^2=\frac{(K_и+1)^2/N_c+(1-1/N_c)}{(K_и-1)^2/N_c+(1-1/N_c)}. \quad (5.14)$$

Из условия экстремума

$$d(U^1_д/U^0_д)/dK_и=0 \quad (5.15)$$

найдем оптимальное:

$$(U_c/U_{инф})_{опт}=\sqrt{N_c}. \quad (5.16)$$

Подставив это значение в (5.14), получим, что

$$(U_д^1/U_д^0)_{max} = \sqrt{(\sqrt{N_c}+1)/(\sqrt{N_c}-1)}. \quad (5.17)$$

Допустим, что для нормальной работы индикатора должны выполняться условия * (см. § 4.7)

$$U^1_д \geqslant U_{50}; \quad (5.18)$$

$$U^0_д \leqslant U_{10}. \quad (5.18,а)$$

После несложных преобразований с учетом (4.32) и (5.17) получим

$$(U_д^1/U_д^0)_{max} = \sqrt{(\sqrt{N_c}+1)/(\sqrt{N_c}-1)} \geqslant \gamma_{50-10}+1. \quad (5.18б)$$

В табл. 5.1 показана зависимость $(U^1_д/U^0_д)_{max}$ от числа строк N_c. С увеличением N_c $(U^1_д/U^0_д) \to 1$.

Таблица 5.1

Число строк	2	3	4	5	6	7	8	9	10	100
Схема 3:1	2,23	1,91	1,73	1,61	1,52	1,46	1,41	1,37	1,34	1,04
Схема с оптимальным $K_и$	2,41	1,93	1,73	1,618	1,54	1,49	1,447	1,41	1,38	1,106

Таким образом, для выполнения (5.18б) требуется малое γ, т. е. все более крутая характеристика ЖК-индикатора. В табл. 5.1 для сравнения приведены значения $(U^1_д/U^0_д)_{max}$, рассчитанные для схемы выборки 3:1 (т. е. для неоптимизированных $U_c/U_{и\phi}$) путем подстановки $K_и=3$ в формулу (5.14). Из таблицы следует, что схема 3:1 совпадает с оптимальной только при $N_c=4$.

Из изложенного следует, что хотя двухкоординатная матричная адресация и позволяет значительно уменьшить число выводов индикатора и выходов схем управления по сравнению с однокоординатной адресацией, ее существенные недостатки — это уменьшение $t_э$, $L_{в\,каж}$ и $K_{обр\,дм}$ при увеличении N_c. Кроме того, увеличение скважности q возбуждающих сигналов, происходящее при увеличении N_c, приводит к необходимости использования более мощных формирователей.

Для уменьшения влияния этих недостатков обычной двухкоординатной матричной адресации можно разделить индикаторное поле на части и адресовать каждую из них независимо. Например, разделение на две части позволяет одновременно адресовать две строки. Для таких матричных систем в (5.11), (5.18б) можно подставить $N_c/K_м$, где $K_м$ — число частей матрицы, что значительно

* Вместо U_{50}, U_{10} можно взять U_{90}, U_{10} или U_{50}, U_5 и т. д. в зависимости от требуемого качества изображения.

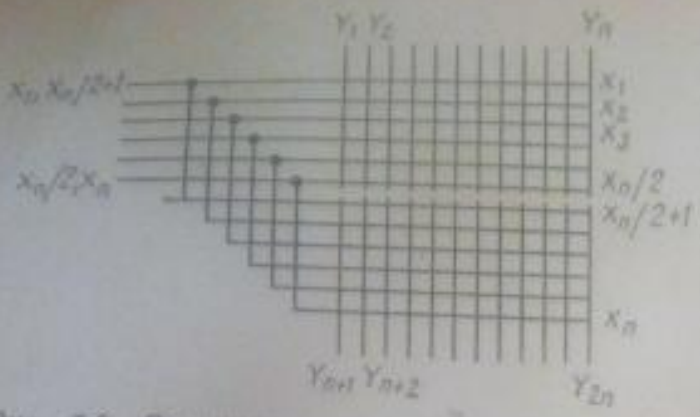


Рис. 5.8. Организация многоматричной адресации

облегчает его выполнение. На практике в виде монолитных приборов реализуются системы с $K_м=2$, для чего в прямоугольном индикаторе достаточно посередине разрезать столбцы и обеспечить подвод к ним напряжений и токов с разных сторон индикаторного поля (рис. 5.8). Большие значения $K_м$ легко получить, создавая экран из субблоков, например, на основе ГИП постоянного тока ИГПП-32×32 (см. § 4.6).

При использовании ЭО с внутренней памятью, примерами которых являются индикаторные тиратроны или ячейки ГИП переменного тока (см. § 4.6), обеспечивается значительное уменьшение скважности в двухкоординатной матричной системе адресации. Поэтому благодаря «памяти» после возбуждения ЭО остается включенным в течение всего интервала времени $T_{обн}$ до записи новой информации.

Для этого случая скважность в (5.2) определяется как

$$q=T_{обн}/(T_{обн}-t_в). \qquad (5.19)$$

Пример 5.2. Определение временных режимов работы запоминающего матричного индикатора при построчной адресации с $N_с=100$, $T_{обн}=0{,}01$ с, $f_к=500$ Гц.

Согласно (5.2),

$$t_в=\frac{1}{500\cdot 100}=2\cdot 10^{-5}\text{ с} \quad \text{и} \quad q=\frac{0{,}01}{0{,}01-0{,}00002}=1{,}002.$$

Так как $q_в \approx q=1$ то по (5.1) имеем $L_{в\,нак} \approx L_{св}$.

Благодаря тому, что в ЭО с запоминанием не требуется выполнение условия $f_к > f_{нчм}$, можно увеличить $t_в$, уменьшив для этого $f_к$. Если взять $f_к=10$ Гц, то

$$t_в=\frac{1}{10\cdot 100}=1\text{ мс}, \quad \text{а} \quad q=\frac{0{,}1}{0{,}1-0{,}001}=1{,}01.$$

Ранее рассматривались ЭО, состояние которых полностью определяется одним сигналом — напряжением, приложенным между входами. Напомним, что при однокоординатной адресации потенциал изменяется только на одном входе, а другой, как правило, присоединен к общей шине схемы (см. рис. 5.2). При двухкоординатной матричной адресации для изменения напряжения используется изменение потенциалов обоих входов (см. рис. 5.3). Однако достаточно сравнить (4.19) и (4.25), чтобы понять, что возбуждение ЭО в обоих случаях определяется только одним параметром — напряжением на электродах. Соответственно такие системы адресации назовем одноуровневыми. Практически

во всех типах индикаторов, у которых ЭО содержат два электрода (полупроводниковых, электролюминесцентных, вакуумных накаливаемых, газоразрядных цифровых, жидкокристаллических), использована одноуровневая адресация.

В более сложных приборах, подобных индикаторным тиратронам и вакуумным люминесцентным индикаторам, содержащим больше двух электродов на ЭО, использована многоуровневая система управления, при которой состояние ЭО определяется сигналами, подаваемыми на несколько независимых управляющих входов. На рис. 5.9 дана характеристика включения индикаторного тиратрона ТХ19А для случая управления по сеткам C_1 и C_2 и показано, как происходит такая двухуровневая адресация. Возбуждение тиратрона имеет место только в том случае, если на обеих сетках существуют низкие уровни управляющих напряжений. Число управляющих входов в многоуровневых системах может быть и больше двух, например индикаторные тиратронные матрицы имеют до пяти независимых управляющих входов (см. § 4.6).

Системы с многоуровневой адресацией позволяют использовать уже не двухкоординатную, а многокоординатную адресацию.

В общем случае многоуровневой адресации выражение (5.5) приобретает вид

$$N_y = N_в = N_{в\,эо}[(N_{эо})^{1/N_{в\,эо}}], \qquad (5.20)$$

где $N_{в\,эо}$ — число управляющих входов одного ЭО. На рис. 5.10 изображены построенные в логарифмическом масштабе зависимости $N_y = N_в = f(N_{эо})$ для различных значений $N_{в\,эо}$, которые показывают, что увеличение числа $N_{в\,эо}$ эффективно с точки зрения уменьшения N_y, $N_в$ только начиная с определенного числа $N_{эо}$. Заметим, что формула (5.20) сохраняет смысл и при $N_{в\,эо} = 1$, что соответствует однокоординатной адресации.

Дальнейшим развитием систем многоуровневой адресации являются системы *адресации с самосканированием*, отличающиеся тем, что управляющее воздействие по одному из входов создается за счет внутренних свойств индикатора.

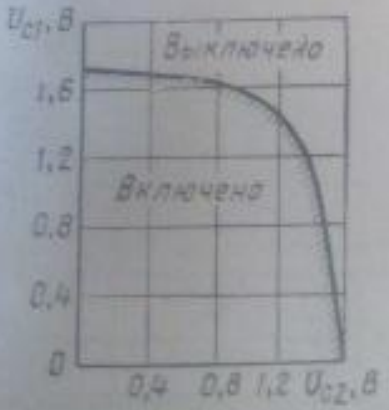


Рис. 5.9. Характеристика включения индикаторного тиратрона, обеспечивающая двухуровневую адресацию

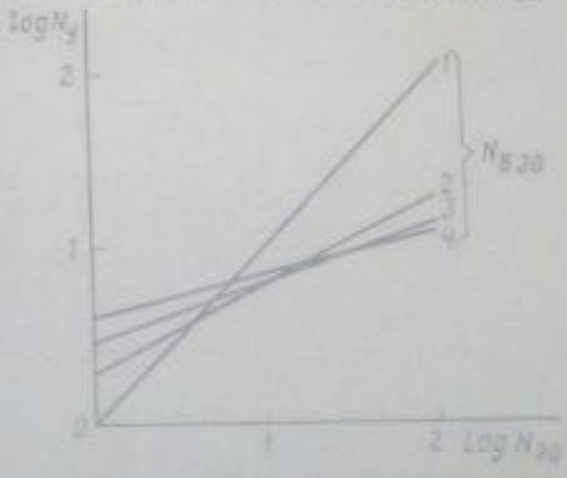


Рис. 5.10. Зависимость числа управляющих входов от числа элементов отображения для разных уровней адресации

Наиболее часто для этой цели используется зарядовая связь между выбираемым и соседним ЭО, который возбужден предварительно. Примером такого прибора является описанная ГИП с самосканированием (см. § 4.6). Логический эквивалент ГИП с самосканированием изображен на рис. 5.11. Каждый ЭО можно рассматривать как трехступенчатую логическую схему 2ИЛИ—2И—2И. Сигнал на выходе каскада ИЛИ появляется, когда есть выходной сигнал на &1 одного из соседних ЭО (в ГИП с самосканированием разряд сканирования переместился в соседний ЭО). Сигнал на выходе каскада &1 возникает, если при выполнении предыдущего условия подается фазовый импульс (в ГИП с самосканированием этому соответствует перенос разряда сканирования в выбираемый ЭО). Сигнал на выходе каскада &2 появляется при выполнении еще одного условия — наличии информационного импульса (в ГИП с самосканированием — при подаче импульса на индикаторный анод). Логическое условие включения k-го элемента отображения имеет вид

$$f_{вых}=\text{ИНФ}\wedge\Phi\wedge(\text{ЭО}_{k-1}\vee\text{ЭО}_{k+1}). \qquad (5.21)$$

Для изображенной на рис. 5.11 системы трехфазных импульсов *Ф1, Ф2, Ф3* обеспечивается перемещение подготовительного состояния по стрелке начиная с ЭО_1 (при условии, что в момент времени $t=0$ был подготовлен ЭО_2). Каждое перемещение происходит за такт. Чтобы произошло высвечивание подготовленного ЭО в данном такте, надо также подать сигнал на вход ИНФ. Для приведенной на рис. 5.11 последовательности сигналов высвечиваются ЭО_2 и ЭО_3. Организация самосканирования возможна с помощью любой системы m-фазных импульсов при $m\geqslant 3$.

Преимуществом системы адресации с самосканированием по сравнению с двухкоординатной матричной является уменьшение числа выводов индикатора и каналов управления, достигаемое с помощью встроенной в индикатор системы развертки (уменьшение равно $N_э-m$), а также независимость управляющих входов подготовки и информации ЭО. В то же время не следует забывать, что конструкции индикаторов с самосканированием значительно сложнее, чем обычных матричных индикаторов.

При рассмотрении систем матричной адресации считалось, что включение ЭО происходит на максимальное время выборки, что позволяет получить только черно-белые изображения без градаций яркости полутонов.

Очевидно, что для создания полутонов требуется не просто включение ЭО, а регулировка его кажущейся яркости. При ЭО без внутренней памяти для получения полутоновых изображений применяют амплитудно-импульсную, широтно-импульсную и ам-

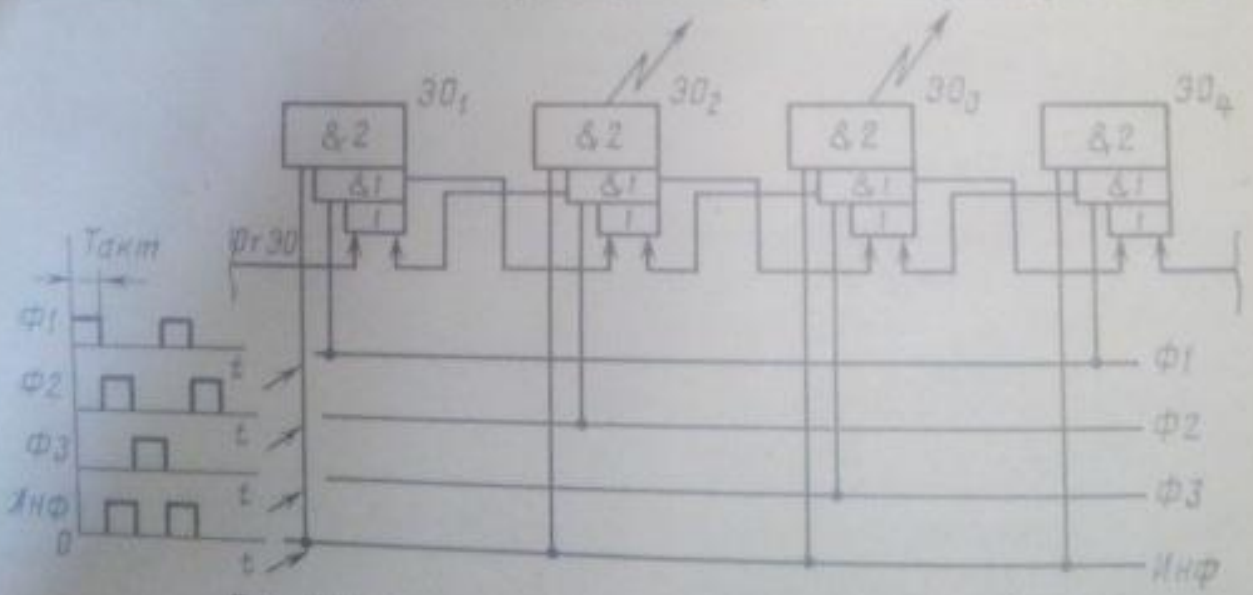


Рис. 5.11. Система адресации с самосканированием

плитудно-широтно-импульсную модуляции. На рис. 5.12 показано получение с помощью этих видов модуляции в трех последовательных кадрах $T_{к1}$, $T_{к2}$ и $T_{к3}$ различных кажущихся яркостей с отношениями 0,5 : 0,7 : 1,0. При широтно-импульсной модуляции меняется только длительность импульса $t_и$ при неизменной его амплитуде (рис. 5.12,*а*). При этом необходимо, чтобы длительность $t_и$, соответствующая минимальной яркости, была значительно больше времен $\tau_{рк}$, $\tau_{рзк}$ индикатора, а также их разбросов, что ограничивает диапазон модуляции.

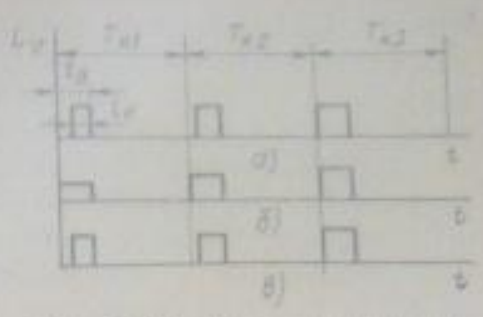


Рис. 5.12. Методы модуляции яркости в индикаторах без запоминания:
а—широтно-импульсная *б*—амплитудно-импульсная; *в*—амплитудно-широтно-импульсная

При *амплитудно-импульсной* модуляции меняется только амплитуда, а длительность светового импульса остается постоянной (рис. 5.12,*б*). Диапазон регулирования здесь ограничивается насыщением электрооптической характеристики. Наиболее широкий диапазон изменения яркости получают с помощью комбинированной амплитудно-широтно-импульсной модуляции (рис. 5.12,*б*).

Значительно сложнее создавать полутона в индикаторе с внутренней памятью. В простейшем случае каждый элемент отображения составляется из субэлементов, интенсивности излучения которых отличаются в определенное число раз. На рис. 5.13,*а* для интенсивностей излучения с весовыми коэффициентами 1 : 2 : 4 : 8 иллюстрируется получение 16 уровней яркости с помощью четырех ячеек. Когда субъячейки находятся в одной плоскости, снижается разрешающая способность индикатора, при расположении в разных плоскостях (друг за другом) конструкция усложняется.

Для получения полутонов в индикаторе с памятью используется разделение кадра на поля с различными двоично взвешенными длительностями. Рис. 5.13,*б* иллюстрирует это для полей с длительностями $T_п$, $2T_п$, $4T_п$. В конце каждого поля на все ЭО

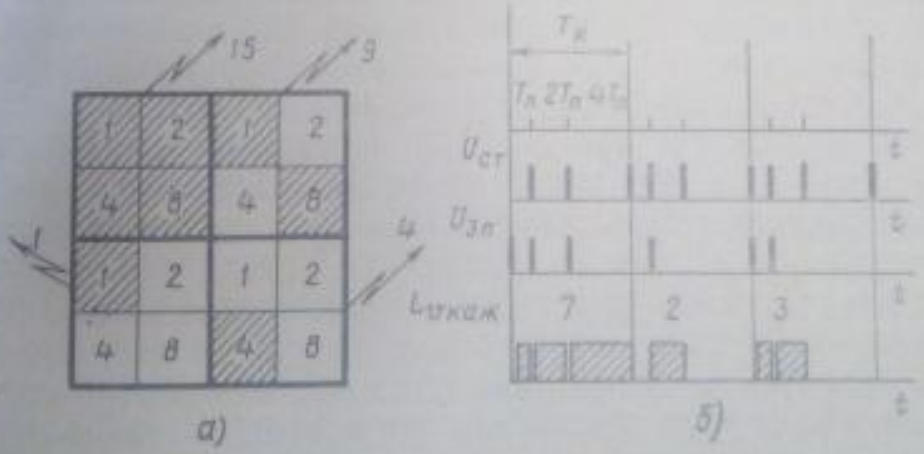


Рис. 5.13. Методы модуляции яркости в индикаторах с запоминанием:
а—пространственный; *б*—временной с разделением кадра на субполя

обязательно подается стирающий импульс $U_{сс}$. При необходимости включения одного ЭО на него в начале поля подается записывающий импульс $U_{зап}$. Интегрируемая глазом за кадр яркость $L_{кадр}$ пропорциональна сумме весов полей.

Использование взвешенных полей не дает уменьшения разрешающей способности, однако накладывает более жесткие, чем обычно, временные ограничения на значение $t_в$. Действительно, так как обращение к ЭО должно происходить в каждом поле кадра, то (5.2) трансформируется в виде

$$t_в = \frac{1}{f_к q M_{пл}}, \qquad (5.2а)$$

где $M_{пл}$ — число полей. Например, для пятисотстрочного индикатора при $M_{пл}=6$ и $f_к=50$ Гц это дает $t_в=6{,}6$ мкс, в то время как по (5.2) $t_в=40$ мкс.

Не менее существенным недостатком использования взвешенных полей является необходимость сохранять во внешнем ЗУ сигнал уровня яркости для всего индикаторного поля в течение кадра. При воспроизведении цветного телевизионного изображения это означает необходимый объем ЗУ в несколько мегабитов.

§ 5.2. Малоразрядные цифровые и буквенно-цифровые средства отображения информации

Структурные схемы. К этой группе относятся буквенно-цифровые средства отображения информации, воспроизводящие одну или несколько текстовых строк, каждая из которых содержит до 100 знакомест сегментного или точечно-матричного формата. Такие СОИ широко применяются в цифровых часах, калькуляторах, разнообразных электронных измерительных приборах, микропроцессорных системах управления и т. п.

Как уже указывалось, для отображения цифровой информации при трех-четырех разрядах часто используется система однокоординатной адресации. В простейшем случае она содержит счетчик *Сч*, знакогенератор *ЗГ*, преобразующий код счетчика в код индикатора, формирователь *Ф*, превращающий сигналы цифровой логики с выхода дешифратора в сигналы, необходимые для возбуждения ЭО индикатора (рис. 5.14,*а*). Конкретная реализация блока *ЗГ* определяется типом использованного счетчика и конфигурацией синтезируемой цифры из ЭО. Примеры конкретной реализации применительно к различным типам СОИ рассмотрены далее.

В схеме рис. 5.14,*а* при смене данных в счетчике одновременно и в том же темпе меняются показания индикатора, что ухудшает условия работы оператора. Для устранения этого недостатка систему модифицируют введением регистра-фиксатора *Рг* между счетчиком и знакогенератором (рис. 5.14,*б*). По сигналу записи *Зп* в *Рг* фиксируются текущие показания счетчика, причем частоту подачи этого сигнала выбирают в соответствии с пропускной способностью оператора или же заданным темпом обновления инфор-

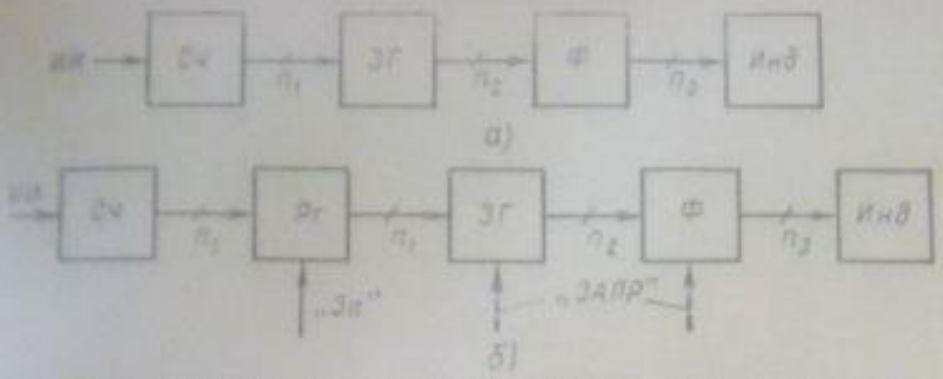


Рис. 5.14. Цифровое устройство отображения информации с однокоординатной адресацией:

а — простейшая структурная схема; *б* — структурная схема с функциями памяти и гашения незначащих разрядов

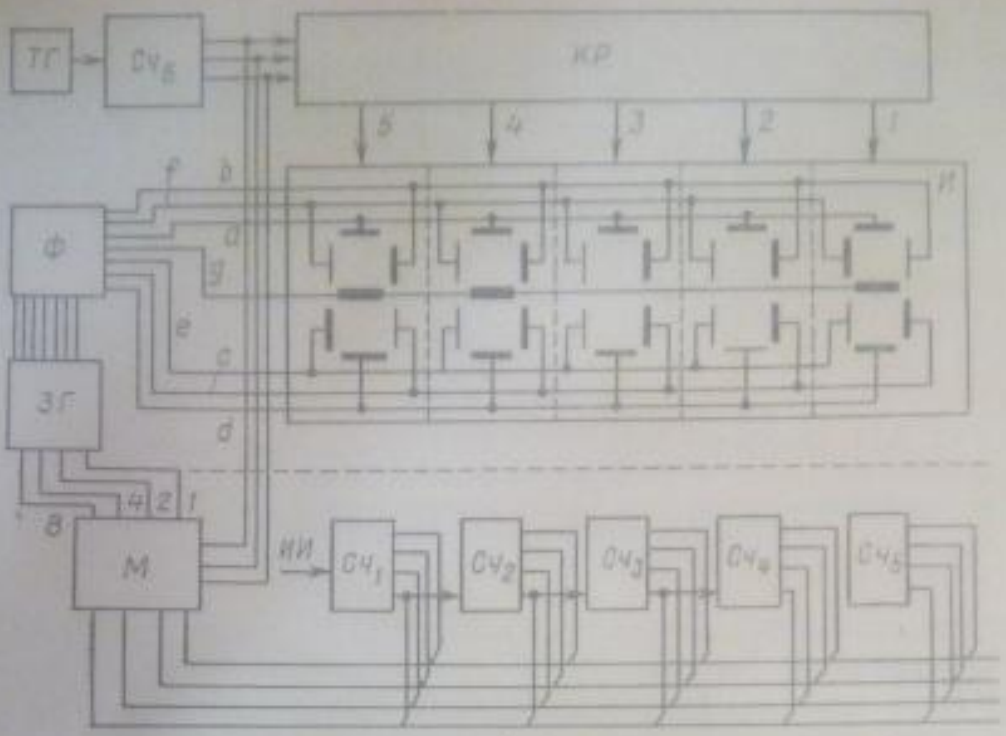
мации. Модифицированную схему часто выполняют таким образом, чтобы по сигналу запрета *ЗАПР*, подаваемому на блок формирователя (или знакогенератора), индикатор выключался. Тем самым исключается высвечивание так называемых незначащих нулей, зарегистрированных счетчиком. Например, если счетчики пятиразрядного цифрового вольтметра содержат число 02,310, то на индикаторе надо высветить показания только второго, третьего и четвертого счетчиков, для чего на блоки *Ф* (или *ЗГ*), управляющие старшим и младшим разрядами индикатора, подаются сигналы *ЗАПР*.

Как уже отмечалось, основным недостатком однокоординатной адресации является большое число выходов схемы управления и выводов индикатора, а также различных других соединений. Если все блоки выполняются в виде отдельных ИМС, то из рис. 5.14,*а* легко подсчитать, что для индикации одной 7-сегментной цифры понадобится $n_1+n_2+n_3=4+7+7=18$ соединений.

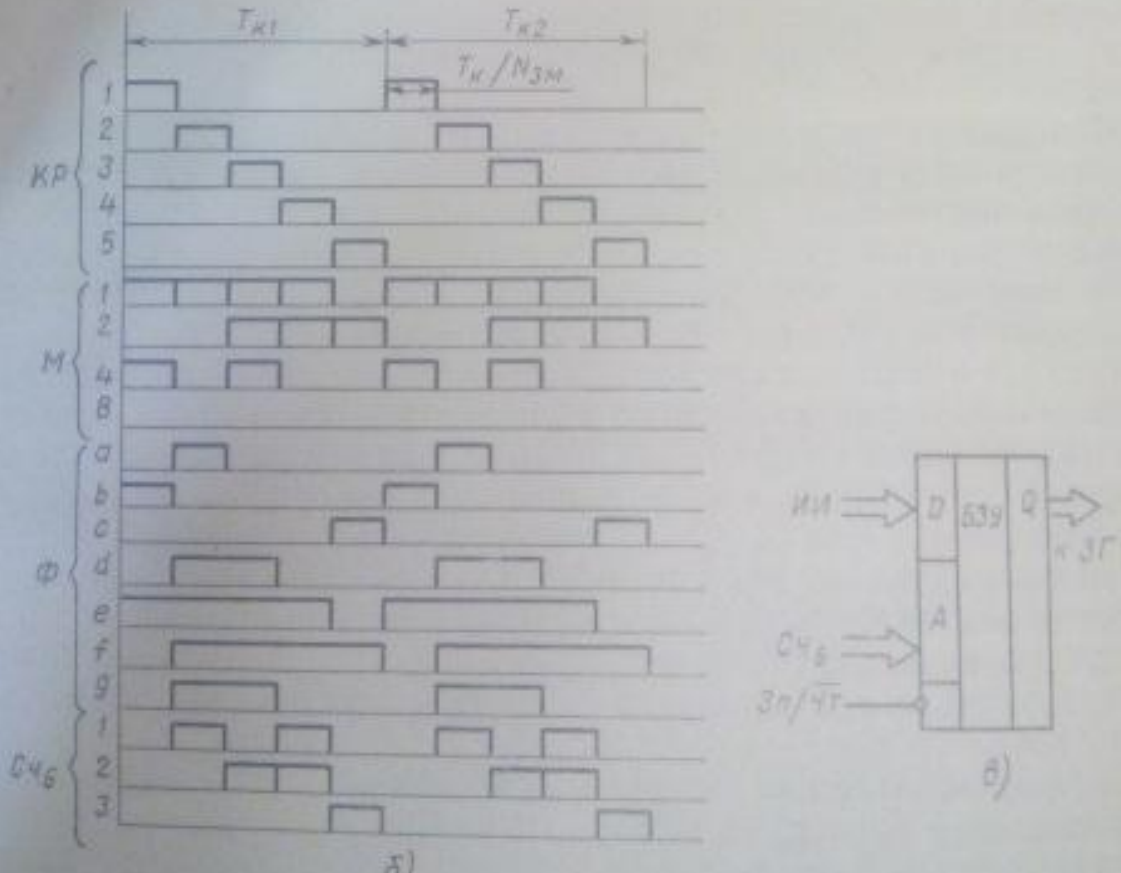
В то же время рассмотренные структурные схемы обеспечивают статический режим индикации и характеризуются стандартностью и малым числом используемых ИМС. Их преимущества лучше всего проявляются при объединении всех или части блоков *Сч*, *Рг*, *ЗГ*, *Ф* в одну ИМС, что сразу же снижает число соединений на один цифровой разряд до семи-восьми. Дальнейшая интеграция достигается путем включения в эту ИМС самого индикатора, что и делается в некоторых типах полупроводниковых, жидкокристаллических, электролюминесцентных и других индикаторов (см. рис. 4.35).

Схемы, показанные на рис. 5.14, можно использовать и для представления буквенной информации. При этом вместо счетчиков применяются буферные запоминающие устройства. Но так как число ЭО для синтеза буквы значительно больше, чем для синтеза цифры, то значения n_2 и n_3 чрезмерно возрастают. Из-за этого схемы однокоординатной адресации для отображения знаковой информации применяются редко.

При отображении цифр и двухкоординатной матричной адреса-



а)



б) в)

Рис. 5.15. Цифровое СОИ с поразрядной индикацией:
а—структурная схема; б—диаграммы напряжений на основных блоках; в—модификация, использующая БЗУ

три наиболее часто используются две системы — с поразрядной и фазоимпульсной индикацией. Структурная схема цифрового СОИ с диаграммами напряжений на его узловых точках для поразрядной индикации изображены на рис. 5.15. Эта система часто называется мультиплексной, так как в ней передача информации от управляемых счетчиков к воспроизводящим ее индикаторам производится с временным уплотнением, при котором в течение периода кадра $T_к$ для индикации знакоместа предоставляется время $T_к/N_{зн}$.

Описываемая структурная схема содержит пятиразрядный цифровой индикатор, имеющий только выводы выборки знакомест и выводы анод, к которым подсоединены одноименные сегменты индикатора.

Динамика работы схемы иллюстрируется временными диаграммами рис. 5.15,*б*. Каждый кадр разбивается на столько тактов, сколько знакомест содержит система. Таким образом, тактовая частота

$$f_т = f_к N_{зн}. \tag{5.22}$$

В соответствии с двоичными кодами, вырабатываемыми на трех выходах $Сч_6$, блок *КР* последовательно возбуждает с первого по пятое знакоместа индикатора. Одновременно от $Сч_6$ коммутируется блок мультиплексора *М*, подключающий выходы $Сч_1$—$Сч_5$ коллам *ЗГ* синфазно с выборкой с первого по пятое знакоместа индикатора. Выходные сигналы *ЗГ* поступают в формирователь *Ф*, где они превращаются в возбуждающие сигналы сегментов *a*, *b*, *c*, *d*, *e*, *f*, *g*. По диаграммам рис. 5.15,*б* легко проследить, как в первом такте формируется цифра 5, во втором — 1, в третьем — 7, в четвертом — 3, в пятом — 5. При сохранении информации на счетчиках в следующем кадре все повторяется.

Легко видеть, что рассмотренная схема полностью соответствует системе построчной матричной адресации, описанной в § 5.1 что позволяет подставить в (5.1), (5.2) и (5.8)

$$q = N_{зн}. \tag{5.23}$$

Отметим, что схема рис. 5.15 имеет те же недостатки, что и схема рис. 5.14,*а*, для устранения которых в схему вводят регистры-фиксаторы и средства гашения незначащих разрядов подобно тому, как это сделано в схеме рис. 5.14,*б*.

Рассмотрим теперь другую часто применяемую для отображения цифровой информации систему — фазоимпульсной индикации. Структурная схема и временные диаграммы, иллюстрирующие ее работу, представлены на рис. 5.16. Схема содержит счетчики $Сч_1$, $Сч_2$—$Сч_5$ фазоимпульсного типа.

Работает схема следующим образом. Индицируемое число от источника информации *ИИ* при наличии сигнала *Зп* через схемы & 1 вводится в счетчики $Сч_1$—$Сч_5$. В режиме *Чт* в результате параллельной подачи на эти счетчики импульсов *ТГ* через схему & 2 их содержимое дополняется и в момент перехода через нуль на соответствующем формирователе *ФЗМ* появляется сигнал выбор-

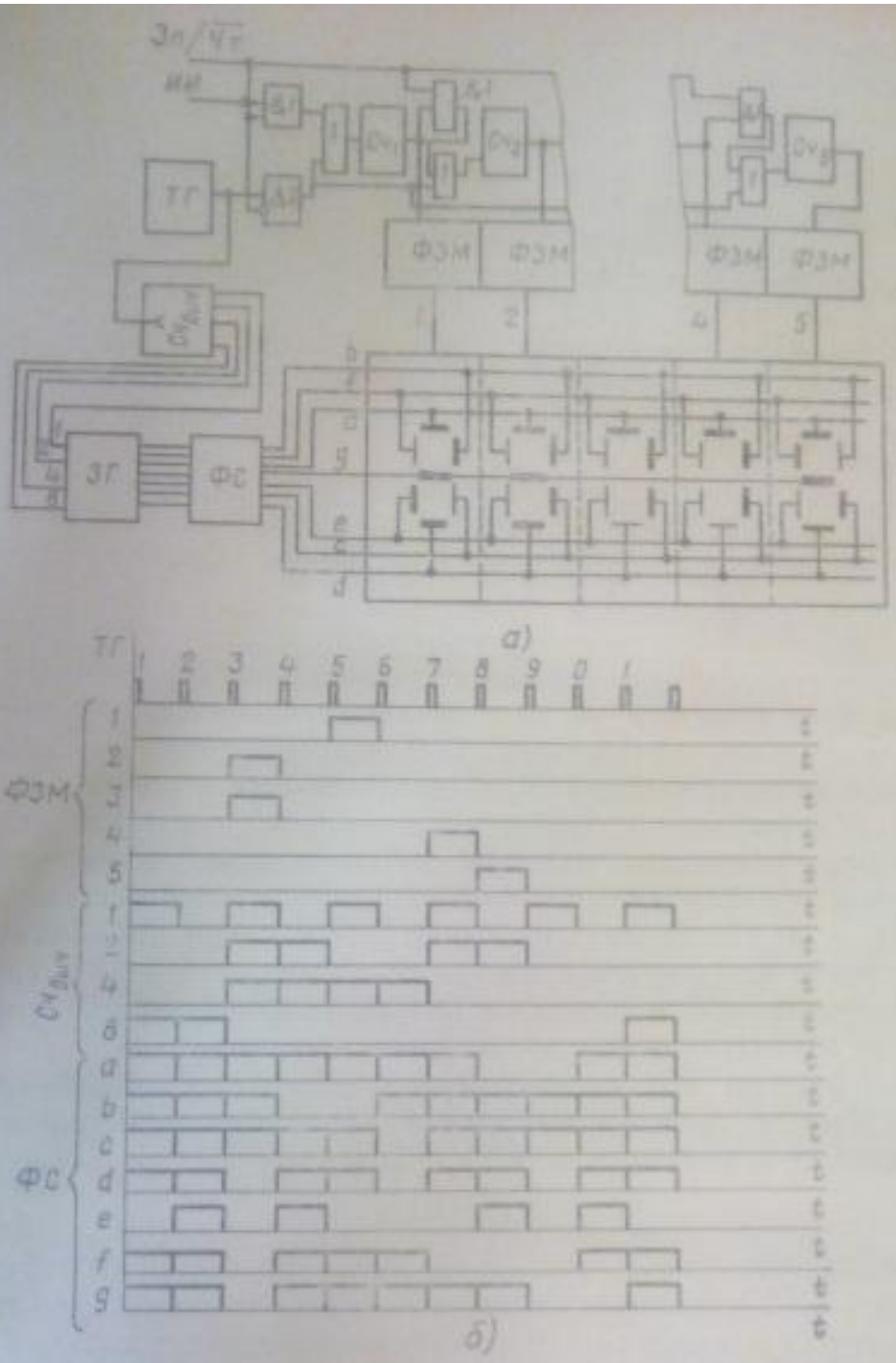


Рис. 5.16. Цифровое СОИ с фазоимпульсной индикацией:
а—структурная схема; *б*—диаграммы напряжений на основных блоках

ки знакоместа. В эти моменты $Сч_{выч}$ находится в состоянии 10—$Д$, где $Д$ — дополнительный код числа, записанного в данный счетчик. В результате на знакоместе, соответствующем счетчику, индицируется записанное в счетчике число $Д$. За десять тактов выводятся все числа, зарегистрированные счетчиками.

При фазоимпульсной индикации, так же как и при поразрядной, применена построчная адресация, однако строки включаются не одна за другой последовательно во времени, а в зависимости

от индицируемого числа, причем параллельно включаются те строки, где возбуждаются одноименные ЭО. В этом случае скважность

$$q=N_a, \qquad (5.23а)$$

где N_a — длина алфавита символов.

На диаграммах рис. 5.16,*б* показана индикация числа 23775. Выходные сигналы $Сч_2$, $Сч_3$ возникают после третьего, $Сч_1$ — после пятого, $Сч_4$ — после седьмого и $Сч_5$ — после восьмого импульсов. В эти моменты $Сч_{выч}$ соответственно оказывается в состояниях 7, 5, 3, 2, причем индикация второго и третьего знакомест происходит одновременно. Основным преимуществом схемы рис. 5.16 по сравнению со схемой рис. 5.15 является то, что $q=N_a$, т. е. не зависит от числа знакомест. Отсюда вытекает предпочтительность этой схемы для отображения цифровой информации при большом $N_{зм}$, когда по (5.23а) обеспечиваются меньшие значения q, чем по (5.23). Отметим также, что структурная схема рис. 5.16 реализуется несколько проще, чем схема рис. 5.15, так как в ней сравнительно сложный блок мультиплексирования заменен вычитающим счетчиком, а блок *КР* — простыми ключевыми схемами *ФЗМ*.

Схемы рис. 5.15 и 5.16 можно использовать для воспроизведения буквенной информации с помощью сегментных, например вакуумных люминесцентных, индикаторов. Для этого в схеме рис. 5.15 достаточно вместо счетчиков $Сч_1$—$Сч_5$ использовать для хранения данных БЗУ. Этот вариант иллюстрируется рис. 5.15,*в*, где показано БЗУ, адресуемое от $Сч_6$; выходы БЗУ соединяются с *ЗГ*.

Для воспроизведения буквенной информации менее целесообразно использовать схему рис. 5.16, так как N_a для букв и других символов велико, что влечет за собой увеличение q и чрезвычайное усложнение всех используемых счетчиков. Вместо них целесообразно применять ЗУ с последовательным обращением.

Когда индикатор для отображения буквенно-цифровой информации имеет точечно-матричный формат, то структура схемы в значительной степени определяется необходимостью двухкоординатной матричной адресации индикаторного поля при минимальной скважности. В связи с этим переходят к развертке по строкам, а не столбцам, хотя это и связано с усложнением устройства управления. Структурная схема буквенно-цифрового СОИ такого типа изображена на рис. 5.17,*а*, а диаграммы напряжений — на рис. 5.17,*б*.

Работает схема следующим образом. Данные о каждом знакоместе занесены и хранятся в БЗУ в виде семи- или восьмиразрядных двоичных слов. В начале цикла записи (Зп) *Сч*:*ЗМ* и *Сч*:*7* сбрасываются в нулевое положение. При этом *Сч*:*ЗМ* адресует первую ячейку БЗУ, соответствующую старшему разряду индикатора, а *Сч*:*7* стробирует *ЗГ* таким образом, что на его выходе появляются данные только верхней строки знака. Одновременно *Сч*:*ЗМ* адресует регистр $Рг_1$ куда и записывается эта информация.

После первого тактового импульса *ТИ* адресуется вторая ячей-

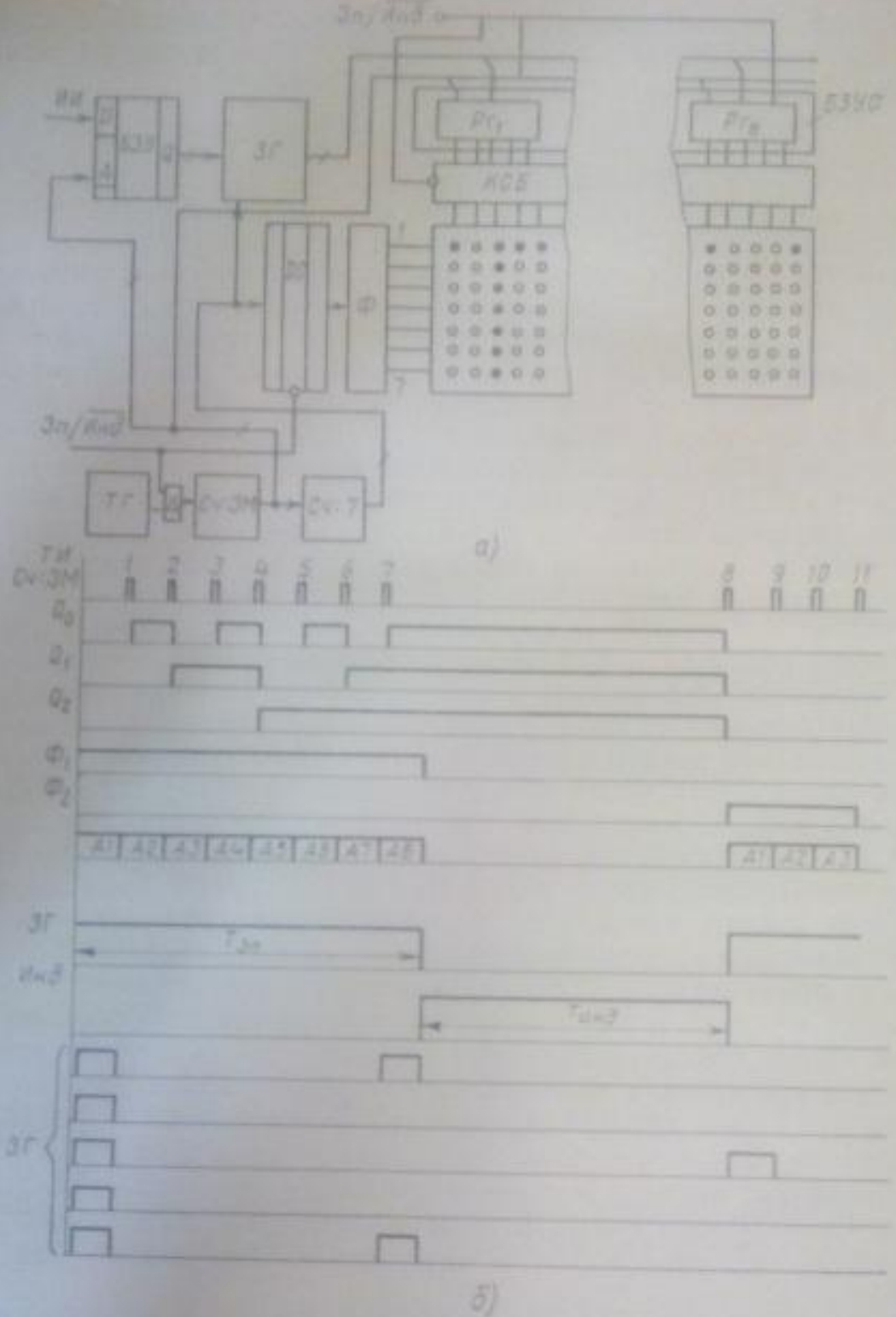


Рис. 5.17. Буквенно-цифровое СОИ:
а—структурная схема; б—диаграммы напряжений на основных блоках

ка БЗУ и информация о верхней строке второго знака записывается во второй регистр. После седьмого *ТИ* информация записывается в $Рг_8$ и таким образом все устройство БЗУС оказывается заполненным. После этого СОИ переходит в цикл индикации (Инд). Здесь по стробирующим входам включаются ключи блока

КСБ, соответствующие ячейкам БЗУС, куда была записана информация, а также появляется напряжение на первых выходах *DC* и *Ф* (дешифрируется нулевое состояние *Сч*:7). После окончания импульса Инд на СОИ поступает восьмой *ТИ*, возвращающий *Сч*:3*М* в нулевое состояние и переводящий *Сч*:7 в первое состояние. Аналогичным образом в БЗУС записываются данные второй строки знаков, которые затем воспроизводятся, и т. д. до седьмой строки, после чего кадр повторяется. Следует заметить, что условие $T_{зп} \ll T_{инд}$ обычно достаточно легко обеспечить, так как $T_{зп}$ определяется только быстродействием цифровых ИМС.

Приведем некоторые количественные соотношения, характеризующие работу схемы. Частота тактового генератора определяется соотношением

$$f_т = f_к N_с, \tag{5.24}$$

а скважность — соотношением

$$q = N_с. \tag{5.25}$$

Основные недостатки схемы рис. 5.17 — множество каналов управления столбцами, выводов индикатора и их межсоединений.

Для усовершенствования схемы рис. 5.17 можно использовать различные средства, описанные в § 5.1. Индикаторы с внутренней памятью позволяют обойти ограничения, связанные с большой скважностью, и перейти к развертке по столбцам. Индикаторы, у которых число входов управления ЭО превышает два, а также индикаторы с самосканированием позволяют уменьшить число каналов блока КСБ и число выводов индикатора. Примеры таких схем, построенных на основе индикаторных тиратронных матриц, одновременно обладающих памятью и имеющих три или большее число управляющих входов, или же на основе ГИП с самосканированием, рассмотрены далее.

Цифровые СОИ с однокоординатной адресацией. Рассмотрим примеры реализации цифровых СОИ на различных типах индикаторов.

Пример 5.3. Разработка одноразрядного цифрового СОИ на знакомоделирующем газоразрядном цифровом индикаторе типа ИН-8-2. Воспользуемся простейшей схемой, показанной на рис. 5.14,*а*. При ее реализации блок *Сч* может быть выполнен на ИМС К155ИЕ2 с выходным ДКД-кодом, а блоки *ЗГ* и *Ф* — на одной ИМС К155ИД1, преобразующей позиционный код счетчика в унитарный десятичный код знакомоделирующего индикатора. Одновременно ее высоковольтные выходные транзисторы позволяют согласовать низкие уровни цифровой логики со сравнительно высокими управляющими напряжениями индикатора ИН-8-2.

Принципиальная электрическая схема устройства показана на рис. 5.18. На выходы *DC*, соединенные с катодами индикатора, через резисторы $R_{см}$ подается положительное напряжение смещения $E_{см}$, которое должно исключать возникновение паразитного свечения на неиндицируемые катоды. При появлении на одном из выходов *DC* низкого уровня на соответствующем катоде образуется разрядное свечение. Ток через индикатор ограничивается резистором $R_а$.

В описываемой схеме необходимо выбрать напряжения питания анода индикатора $E_а$ и смещения $E_{см}$, а также значения сопротивлений $R_а$ и $R_{см}$. Согласно § 4.6, $E_{см} \geqslant 35 \div 40$ В обеспечивает протекание на катоды зондового тока $I_з$, не превышающего 10—20% от основного, и отсутствие заметного ореола.

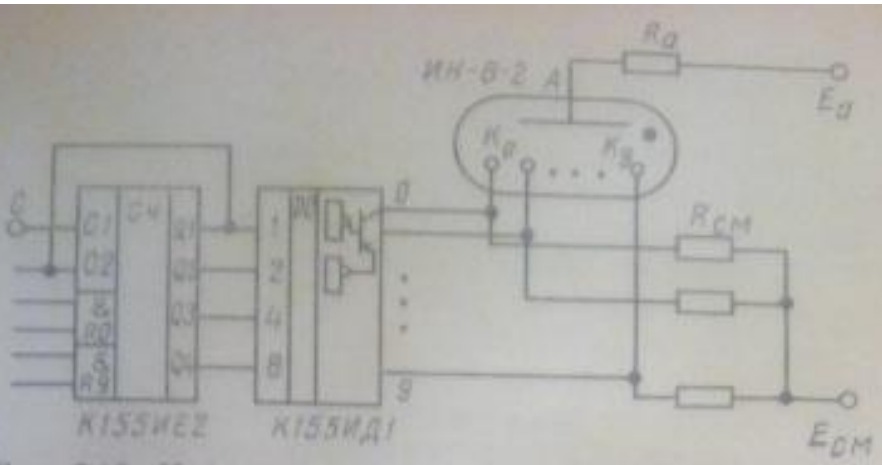


Рис. 5.18. Цифровое СОИ на знакомоделирующем газоразрядном индикаторе ИН-8-2

В нормальном режиме должно выполняться условие

$$I_a R_{см} + E_{см} \leqslant U_{доп}, \tag{5.26}$$

где $I_a R_{см}$ — падение напряжения на $R_{см}$, обусловленное протеканием зондового тока; $U_{доп}$ — допустимое напряжение на коллекторе выходного транзистора. Для К155ИД1 $U_{доп}$=60 В.

Используя параметры, приведенные в табл. 4.5, и приняв I_a=0,1 $I_в$=0,3 мА и $E_{см}$=40 В, получим

$$R_{см} \leqslant \frac{60-40}{0{,}0003} = 66 \text{ кОм}.$$

Минимальное E_a должно обеспечивать возникновение разряда, т. е.

$$E'_a \geqslant U_в/(1-\delta E_a), \tag{5.27}$$

где $U_в$ — напряжение возникновения разряда; δE_a — допуск на напряжение питания анода. Кроме того, E_a должно быть выбрано таким образом, чтобы ток на индицируемый катод оставался в пределах $I_{a\,min}$, $I_{a\,max}$, задаваемых табл. 4.5. Напомним, что, согласно § 4.6, слишком малый ток не обеспечивает режим покрытия свечением всей цифры, а слишком большой — понижает срок службы. Из рис. 5.18 следует

$$I = (E_a - U_п)/R_a, \tag{5.28}$$

где $U_п$ — напряжение поддержания разряда. Записав это выражение для I_{min} и I_{max} с учетом допусков на E_a и R_a и исключив R_a, получим второе минимальное значение E''_a в виде

$$E''_a \approx \frac{U_п(1-\delta R)I_{a\,max} - U_п(1+\delta R)I_{a\,min}}{(1-\delta E)(1-\delta R)I_{a\,max} - (1+\delta E)(1+\delta R)I_{a\,min}}, \tag{5.29}$$

где δR — допуск на резистор.

Для ИН-8-2 $I_{a\,min}$=2,5 мА, $I_{a\,max}$=3,5 мА, $U_п$=135 В, $U_в$=170 В; приняв δE=δR=0,05, получим E'_a=179 В, E''_a=235 В. Возьмем с запасом E_a=250 В, тогда так как

$$\frac{E_a(1+\delta E)-U_п}{I_{a\,max}(1-\delta R)} \leqslant R_a \leqslant \frac{E_a(1-\delta E_a)-U_п}{I_{a\,min}(1+\delta R)}, \tag{5.30}$$

то 38 кОм$\leqslant R_a \leqslant$39 кОм.

Проведенный расчет показывает, что для сохранения тока через индикатор в пределах $I_{a\,min}$, $I_{a\,max}$ в схеме рис. 5.18 приходится

применять довольно большие и стабильные значения $E_к$ и подстраивать $R_к$. Чтобы избежать этого, можно вместо источника напряжения $E_к$ и ограничивающего ток резистора $R_к$ использовать источник тока (см. далее).

Типы многоразрядных цифровых газоразрядных индикаторов, описанные в § 4.6, представляют собой приборы, в которых одно-координатная адресация невозможна из-за объединенных выводов одноименных сегментов.

Пример 5.4. Разработка схемы одноразрядного цифрового СОИ на основе знакосинтезирующего 7-сегментного полупроводникового индикатора типа АЛ304Г. При реализации схем, изображенных на рис 5.14, можно снова использовать ДКД-счетчики К155ИЕ2. Для знакогенерирования и формирования возбуждающих сигналов полупроводниковых сегментных индикаторов разработаны ИМС типов К514ИД1, ИД2 и ПР1 (см. рис. 5.19). ИМС К514ИД1 имеет открытые эмиттерные выходы и резисторы, встроенные в коллекторные цепи, и поэтому пригодна для питания индикаторов с разделенными анодами без внешних резисторов. Интегральная схема К514ИД2 имеет открытый коллекторный выход, что предопределяет ее использование для индикаторов с разделенными катодами и необходимость навесных резисторов.

Схемы К514ИД1 и К514ИД2 имеют вход *РВ* с функцией разрешения индикации при нулевом уровне входного сигнала и запрещения индикации при единичном его уровне, который соответствует входу *ЗАПР* по схеме рис. 5.14,*б*. Кроме того, индикация запрещается при входных числах 10, 11—15.

ИМС К514ПР1 отличается от двух описанных схем наличием регистра-фиксатора со входом разрешения записи, т. е. она позволяет полностью реализовать структуру рис. 5.14,*б*.

Так как индикатор АЛ300Г имеет раздельные катоды, то следует использовать ИМС К514ИД2. Остановимся на выборе значения навесного сопротивления для этого случая. Очевидно, что

$$R=(E_к-U_{нас}-U_д)/I_{д\,ном}, \qquad (5.31)$$

где $U_{нас}$—напряжение насыщения выходного транзистора ИМС К514ИД2; $U_д$—среднее значение падения напряжения на полупроводниковом переходе индикатора, $I_{д\,ном}$ — номинальное значение тока возбуждения индикатора. Принять $E_к$=5 В, $U_{нас}$=0,5 В, $U_д$=2 В, $I_{д\,ном}$=5 мА (см. табл. 4.1), получим R==300 Ом.

Оценим разброс интенсивности свечения отдельных сегментов для этого слу-

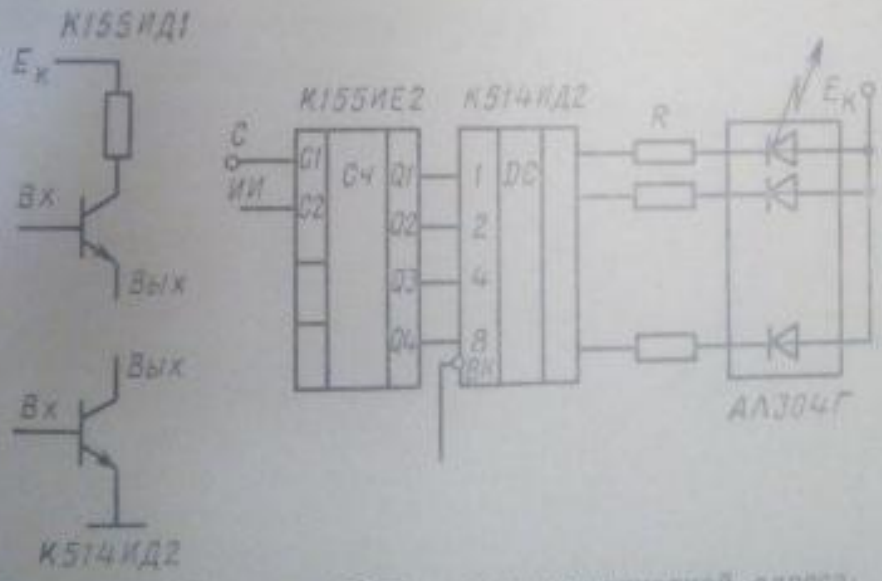


Рис. 5.19. Цифровое СОИ с однокоординатной адресацией на полупроводниковом индикаторе с общими катодами

чая. Найдя из (5.31) полный дифференциал тока $I_л$ по R, $E_к$, $U_л$, после несложных преобразований получим

$$\delta I = \left[\delta R + \frac{\Delta E_к + \Delta U_л}{E_к - U_л - U_{нас}}\right] \frac{R}{R + R_{дин}}, \qquad (5.32)$$

где $\Delta E_к$ — абсолютное изменение напряжения источника питания коллектора; $\Delta U_л$ — абсолютный сдвиг вольт-амперной характеристики переходов для различных сегментов; δR — допуск на сопротивление резисторов; $R_{дин}$ — динамическое сопротивление перехода. Задавшись $\Delta E_к$=0,5 В, $\Delta U_л$=0,5 В, δR=0,1, $E_к$=5 В, $U_л$=2 В, $U_{нас}$=0,5 В, R=500 Ом, $R_{дин}$=10 Ом, получим δI=0,8. С учетом нелинейной зависимости силы света от тока (4.8) легко найти, что $\delta I_л \approx 0{,}95$, что много, даже если учесть, что реакция глаза пропорциональна не силе света, а ее логарифму.

Более стабильный ток возбуждения и, следовательно, силу света, обеспечивает формирователь с характеристикой источника тока. Возможная реализация такого формирователя для полупроводниковых индикаторов показана на рис. 5.20 для случая, когда сегмент содержит два p-n-перехода. Благодаря наличию эмиттерного резистора R_4 и постоянству напряжения на светоизлучающих переходах выходной каскад можно рассматривать как схему с общим эмиттером. Поэтому стабильность тока возбуждения определяется только точностью реализации сопротивления резистора R_4 и поддержания потенциала базы транзистора T_4. Последний задается выходным напряжением стабилизатора на транзисторах T_2 и T_3 и поддерживается равным потенциалу эмиттера транзистора T_2 с точностью до нескольких долей вольт. В свою очередь, стабильность потенциала эмиттера транзистора I_2 определяется источником питания и отношением резисторов R_2/R_3. Изображенная на рис. 5.20 схема выполняется как монолитная интегральная. Известно, что разброс отношений резисторов в таких схемах гораздо меньше разброса абсолютных их значений и не превышает 5%. В результате при изменении напряжения питания на ±10% выходной ток меняется всего на 14%, чем обеспечивается практически однородное свечение сегментов.

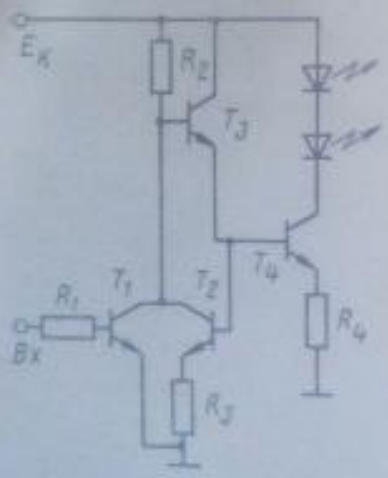


Рис. 5.20. Схема источника тока для возбуждения полупроводниковых индикаторов

Для управления вакуумными люминесцентными индикаторами разработана серия p-МОП ИМС со средней степенью интеграции К161. Входящие в нее ИМС К161ПР2 и К161ПР3 выполняют функции преобразования ДКД в код знака с 7-сегментным форматом, его запоминания, возбуждения десятичной точки и электрического согласования уровней напряжений цифровых ИМС с индикатором. Основные параметры этих, а также других ИМС серии К161 приведены в табл. 5.2.

Пример 5.5. Разработка одноразрядного цифрового СОИ на вакуумных люминесцентных индикаторах типа ИВ-8 или ИВ-11. Принципиальная схема подключения вакуумных люминесцентных индикаторов ИВ-8 к источнику двоичных данных с помощью ИМС серии К161 изображена на рис. 5.21. Посту-

Таблица 5.2

ИМС		Напряжение питания, В	Ток потребления, мА	Напряжение логического нуля, В	Напряжение логической единицы, В	Допустимое напряжение, В	Допустимый ток, мА	Ток утечки, мкА
тип	назначение							
К161ПР2	Преобразователь кода 8-4-2-1 в 7-сегментный код с десятичной точкой	−27±10%	1,8	0÷−3	−8,5÷−24	30	0,8	0,1
К161ПР3	То же	−27±10%	1,8	0÷−3	−8,5÷−24	70	2,0	0,1
К161КН1	Семиканальный коммутатор с инверсными входами	−27±10%	1,2	0÷−3	−8,5÷−24	70	30	0,1
К161Н2	То же, с прямыми входами	−27±10%	1,2	0÷−3	−8,5÷−24	70	30	0,1

нающие от ШП двоичные числа записываются в регистр — фиксатор ИМС по сигналу *Зп*. После снятия сигнала *Зп* данные сохраняются. При необходимости высвечивания десятичной точки подается сигнал на вход *ДТ*. По данным табл. 4.3, индикатор ИВ-8 управляется $U_н = U_с = 20$ В при анодных токах 0,8 мА, что позволяет применять ИМС К161ПР2. Отметим, что наличие в составе ИМС К161ПР2 регистра-фиксатора позволяет организовать статический режим индикации многоразрядного индикатора от общей шины данных. Запись информации в конкретное знакоместо осуществляется стробированием соответствующего входа *Зп*. Более подробно этот вопрос будет рассмотрен в гл. 6.

Индикатор ИВ-11 потребляет значительно больший анодный ток (3,5 мА), что делает невозможным его прямое сопряжение с ИМС К161ПР2. Для согласования по току можно использовать схему эмиттерного повторителя на составном транзисторе, изображенную на рис. 5.22. При входном токе, не превышающем 0,1 мА, она обеспечивает выходной ток до 10 мА, что достаточно для большинства вакуумных люминесцентных индикаторов в статическом режиме управления.

Существенным недостатком ИМС серии К161 является то, что на их входы должны подаваться сигналы отрицательной логики. Для согласования с ТТЛ ИМС применяется изображенная на рис. 5.23 схема на транзисторах с дополняющими типами электропроводности. При поступлении на ее вход логической 1 от ТТЛ ИМС переход эмиттер — база транзистора T_1 запирается и включается транзистор T_2, работающий как усилитель с общей базой. Этим обеспечивается включение транзисторов T_3 и T_4 и появление на выходе нулевого уровня напряжения для высвечивания ЭО. Если на входе логический 0, на выходе схемы создается отрицательное напряжение и индикация отсутствует.

При разработке схемы управления вакуумным люминесцентным индикатором необходимо учитывать, что питание цепи накала осуществляется переменным током, а для выравнивания напряжения между анодом и катодом отрицательный полюс источника питания присоединяется к средней точке вторичной обмотки трансформатора, как это изображено на рис. 5.21. Если трансформатор не имеет средней точки, то ее можно создать искусственно с помощью делителя напряжения, сопротивление которого надо выбирать таким образом, чтобы падение напряжения на нем от протекания суммарного тока сетки и анодов было незначительным по сравнению с анодным или сеточным напряжением (последние обыч-

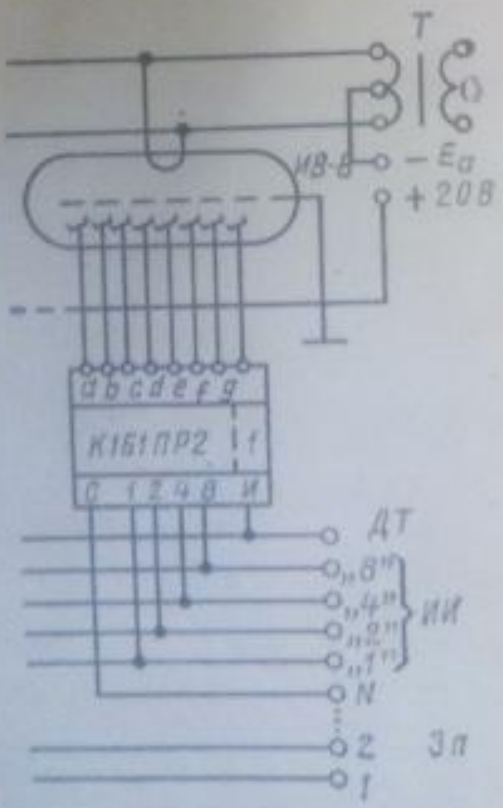


Рис. 5.21. Схема однокоординатной адресации вакуумных люминесцентных индикаторов

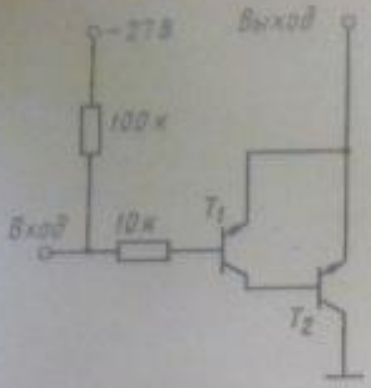


Рис. 5.22. Эмиттерный повторитель для согласования ИС К161ПР1 или К161ПР2 с вакуумным люминесцентным индикатором

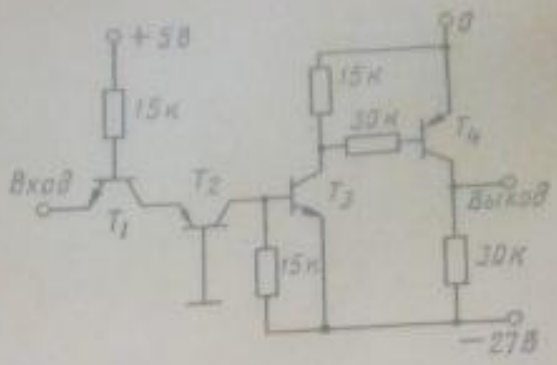


Рис. 5.23. Схема согласования ИМС-серии К161 с ТТЛ ИМС

но выбираются равными из соображений унификации источника питания).

Переменное напряжение накала может сделать мгновенное значение напряжения на катоде отрицательным по отношению к анодам и вызвать подсветку последних.

Пример 5.6. Разработка одноразрядного цифрового СОИ на основе накаливаемого вакуумного индикатора ИВ-9. По данным табл. 4.4, $U_{нак}$=4,5 В, $I_{нак}$= =19,5 мА. Выберем структурную схему рис 5.14. При расчете надо брать $I_{нак}$ с двойным запасом, учитывая бросок тока при сопротивлении холодной нити.

Исходя из этого, в качестве формирователя возьмем транзисторные сборки 1НТ251А (допустимый ток 400 мА) и включим в их открытые коллекторные выходы выводы сегментов, а общую точку соединим с плюсовой шиной источника питания. В качестве знакогенератора применим К514ИД1, выходной ток этой ИМС достаточен для включения транзисторной сборки. При питании схемы от источника 5 В±5% и U_{0L}=0,7 В с учетом падения напряжения на транзисторах сборки 1НТ251А получим напряжение на индикаторе 3,8—4,3 В.

В литературе описано множество схем для формирования и коммутации управляющих напряжений порошковых электролюминесцентных индикаторов переменного тока. Однако большинство из них основывается на использовании магнитных или магнитополупроводниковых элементов, а не ИМС. Согласно табл. 4.3, для возбуждения индикаторов порошкового типа необходимо коммутировать переменные напряжения с амплитудой 250—350 В. Из полупроводниковых элементов для этой цели можно использовать симисторы (двунаправленные тиристоры), полевые транзисторы и оптроны. Однако существенным недостатком симисторов является большой ток удержания. Поэтому для управления часто используют резистивные оптроны, позволяющие коммутировать сравнительно высокие напряжения при малых рабочих токах, а также обеспечивающие гальваническую развязку цифровой части схемы управления от высоковольтного источника питания индикатора. Принципиальная схема блока формирователя для одного ЭО изображена на рис. 5.24. Генератор тока на транзисторах T_1 и T_2 возбуждает светодиод $Д$, который облучает фоторезистор R_3. Выбор фоторезистора в качестве коммутирующего элемента обус-

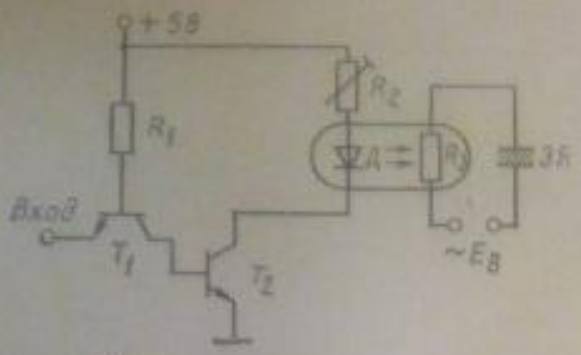


Рис. 5.24. Оптронная схема возбуждения электролюминесцентного индикатора

ловлен не только хорошим взаимным согласованием его характеристик с электролюминесцентным индикатором но и тем, что благодаря инерционности переключение индикатора происходит плавно, чем повышается его срок службы. При низком уровне входного логического сигнала U_{0L} светодиод возбуждается и засвечивает фоторезистор, сопротивление R_3 которого становится меньше 2 кОм. При высоком уровне сигнала U_{0H} сопротивление R_3 возрастает настолько резко, что возбуждающее напряжение не попадает на индикатор.

В ряде случаев применяют импульсные режимы возбуждения электролюминесцентных индикаторов, обеспечивающие повышение срока службы. Действительно, скорость старения электролюминофора пропорциональна квадрату напряжения возбуждения, а яркость его свечения зависит от напряжения в более высокой (3—7) степени [см. (4.12)]. Кроме того, для индикаторов, легированных Мп, постоянная времени спада яркости в два раза превышает постоянную времени нарастания. Это позволяет получить достаточную яркость (при возбуждении индикатора короткими импульсами постоянного напряжения или импульсно-модулированным переменным напряжением) небольшим повышением амплитуды по сравнению с непрерывным режимом. Так как в этих режимах скважность велика, удается в несколько раз повысить долговечность индикатора. В схеме рис. 5.24 для реализации режима возбуждения импульсно-модулированным переменным напряжением достаточно на вход подавать не постоянное, а импульсное напряжение.

Для управления жидкокристаллическими индикаторами также требуются переменные напряжения, однако их амплитуды и потребляемые мощности значительно меньше, чем и определяются другие схемотехнические решения. Спецификой схем управления жидкокристаллическими индикаторами является не просто необходимость использования переменного напряжения, но и требование, чтобы его постоянная составляющая не превышала 50 мВ (в противном случае в индикаторе могут возникать необратимые электрохимические реакции, сокращающие срок службы; см. § 4.7).

Наиболее распространен фазовый способ управления, основанный на применении логической схемы «исключающее ИЛИ» ($f=A\bar{B}\vee\bar{A}B$, где f — выходной, а A и B — входные сигналы). Такая схема показана на рис. 5.25,*а*, а диаграммы сигналов для включенного и выключенного состояний жидкокристаллического индикатора, — на рис. 5.25,*б*. Преимуществом схемы является по-

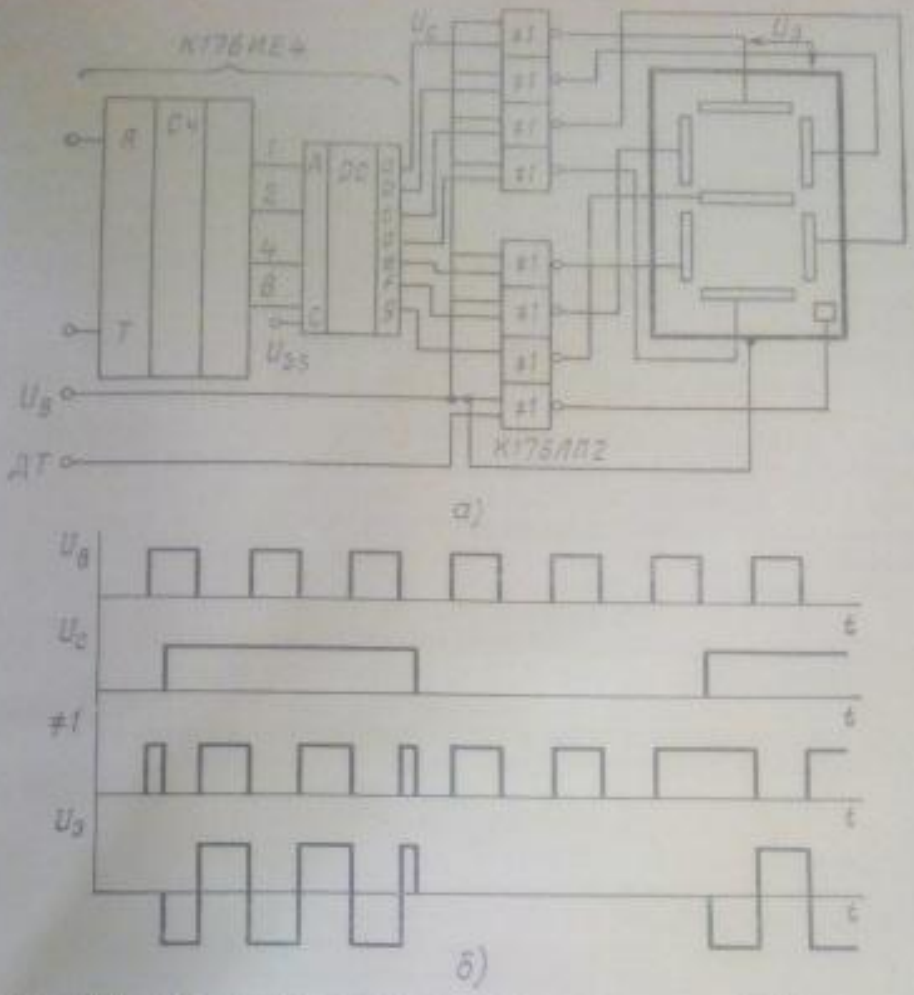


Рис. 5.25. Фазоимпульсный способ управления ЖК-индикатором:
а—схема включения; *б*—диаграммы напряжений

чти двукратное повышение напряжения между электродами индикатора $U_э$ по сравнению с напряжением питания ИМС $E_к$.

Импульсное напряжение $U_в$, используемое в схеме рис. 5.25,*а*, должно иметь частоту, превышающую частоту мельканий, и в то же время быть значительно ниже частоты отсечки, при которой пороговое напряжение резко возрастает. Одновременное воздействие на индикатор слишком высокого напряжения и частоты приводит к перевозбуждению, что вызывает увеличение времени релаксации и возникновение эффекта креста (из-за внутренних падений напряжения на электродах индикатора). В результате при выборе рабочей частоты должно выполняться условие

$$fU < K_{пр}, \qquad (5.33)$$

где $K_{пр} = 1000 \div 3000$ (предельное значение для большинства типов индикаторов).

Приведенные в табл. 4.10 параметры ЖК-индикаторов показывают, что для управления ими можно использовать схемы на К-МОП-транзисторах, например серии К176.

Цифровые СОИ с матричной адресацией. Рассмотрим типичные примеры построения цифровых СОИ для конкретных индикаторов.

Пример 5.7. Разработка восьмиразрядного цифрового СОИ на основе полупроводникового индикатора типа АЛ304Г. Так как число знакомест меньше десяти, то с учетом формул (5.23), (5.23а) целесообразно выбрать схему поразрядной индикации (см. рис. 5.15), дающую меньшее значение q. В качестве счетчиков, как и раньше, используем К155ИЕ2, а для построения мультиплексора (см. § 3.4) — ИМС преобразователя кода К155КП5, в качестве знакогенератора — одну из схем К514ИД (какую именно, уточняют при разработке блока формирователя).

Рассмотрим специфику построения блоков формирователя $Ф$ и коммутатора разрядов $КР$ схемы рис. 5.15. Определим скважность, кадровую и тактовую частоты.

Очевидно, $f_к > f_{зчм} = 50$ Гц; согласно (5.23), $q = 8$ и, следовательно, по (5.22) имеем $f_т = 400$ Гц. Возьмем с запасом $f_к = 125$ Гц и $f_т = 1000$ Гц. Тогда по (5.2) $t_и = 1000$ мкс, что на несколько порядков значения превышает $\tau_{рн}$, $\tau_{ра}$ полупроводниковых индикаторов. Используя (4.10) и учитывая сверхлинейный характер зависимости силы света от тока, находим, $I_{зм} = 5 \cdot 10^{-4} \cdot 8^{1/1,3} = 0{,}028$ А. Согласно диаграммам рис. 5.15,*б*, ключи в схеме $Ф$ должны быть рассчитаны на средний ток $I_{ф\,ср} = I_{зм}$, а в схеме $КР$ — на импульсный ток $I_{кр\,и} = I_{зм} N_{з\,зм} = 0{,}028 \cdot 8 = 0{,}224$ А, $I_{кр\,ср} = I_{кр\,и}/q = 0{,}224/8 = 0{,}028$ А. Выберем для формирователя схему, изображенную на рис. 5.20. Приняв в ней $E_к = 5$ В, $R_2 = R_3$, получим потенциал на базе $T_4 = 2{,}5$ В, на эмиттере T_4 2,5—0,5=2,0 В и найдем $R_4 = 2/0{,}028 = 70$ Ом. Включение схемы осуществляется уровнем $U_{сд}$, поэтому в качестве $ЗГ$ выберем К514ИД2. Схема блока $КР$ состоит из дешифратора DC кода 4, 2, 1 в унитарный код 1—8 и блока Кл ключей возбуждения знакомест (рис. 5.26).

Для дешифрации можно применить ИМС К155ИД3, вход которой стробирован импульсами $ТГ$ длительностью порядка 1—2 мкс, что обеспечивает временной интервал между импульсами возбуждения различных разрядов (межразрядное бланкирование). Бланкирование необходимо для того, чтобы носители зарядов в индикаторе успели рекомбинировать, иначе в индикаторе возникает паразитное свечение. Рекомбинация в полупроводниковых индикаторах происходят за доли микросекунды, а интервал бланкирования может составлять единицы микросекунд. Для коммутации знакомест использован набор p-n-p-транзисторов типа 2ТС622А, которые допускают токи: средний — 0,4 и импульсный — 0,6 А.

Динамический матричный контраст в описанной схеме достаточно велик. Из (5.6) видно, что так как $R_{вс} \ll R_д$, то $U^1/U^0 \to \infty$, это обеспечивает $K_{обр\,зм} \approx K_{обр\,с}$.

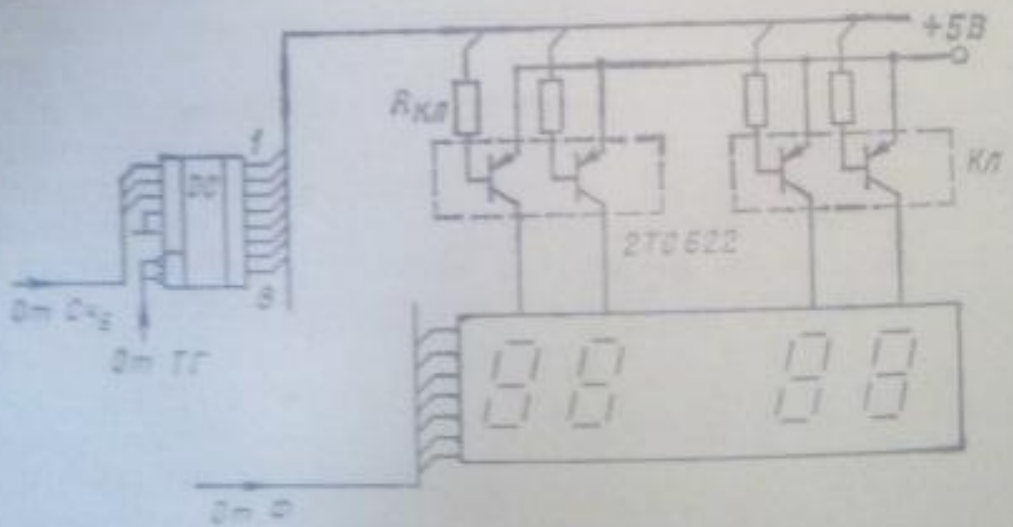


Рис. 5.26. Принципиальная схема блока КР для рис. 5.15

Пример 5.8. Разработка четырехразрядного цифрового СОИ на основе накаливаемого вакуумного индикатора ИВ-13. Выбираем систему поразрядной индикации (см. рис. 5.15). Из (4.18) и табл. 4.4 следует, что $U_{нак\,н}=7{,}5\sqrt{4}=15$ В. Исходя из равенства мощностей в импульсном и статическом режимах $U_{нак\,н}I_{нак\,н}/q=U_{нак\,н}I_{нак\,н}$, получим $I_{нак\,н}=7{,}5\cdot0{,}036/15=0{,}072$ А. С учетом начального броска тока примем $I_{нак\,н}=0{,}12$ А. В результате для блока $Ф$ $I_{ф\,н}=I_{нак\,н}=0{,}12$ А, $I_{ф\,ср}=I_{нак\,н}=0{,}072$ А; для блока КР $I_{кр\,н}=I_{нак\,н}N_{э\,см}=0{,}12\times8=0{,}96$ А, $I_{кр\,ср}=I_{нак\,н}N_{э\,см}/q=0{,}072\cdot8/4=0{,}144$ А. В данном случае выполнять ключи блока Ф в виде источников тока нет необходимости благодаря сублинейному характеру зависимости тока от напряжения в накаливаемом вакуумном индикаторе. Согласно рекомендациям § 4.5, выберем $f_к=100$ Гц, откуда $T_к=0{,}01$ с, а $t_к=2{,}5$ мс. Эти значения много меньше времени нагрева ЭО (0,2—0,25 с; см. § 4.5), так что для переключения индикатора в новое состояние потребуется несколько десятков таких импульсов.

При разработке схемы следует учитывать: а) необходимость сдвига уровней сигналов при переходе от блока *DC*, питаемого от источника +5 В, к блоку *Кл*, питаемому от источника +15 В; б) большие токи ключей схемы и особенно большие импульсные токи, протекающие через ключи блока *Кл*; в) реакцию индикатора на действующее, а не на мгновенное значение напряжения; анализ диаграммы рис. 5.15,*б* показывает, что при использовании выборок 2 : 1 или 3 : 1 напряжения на возбужденных и невозбужденных ЭО оказываются близкими и достаточный динамический контраст не обеспечивается; г) отсутствие необходимости бланкирования (так как работа накаливаемого индикатора не связана с генерацией и рекомбинацией носителей).

Электрическая схема, удовлетворяющая этим условиям, изображена на рис. 5.27. Для улучшения контраста в ней последовательно с каждым ЭО включен диод Д. В этом случае по уравнению (5.6) $U^1/U^0\to\infty$, чем и обеспечивается высокий контраст. Блок Ф может быть выполнен на обычных транзисторных ключах и непосредственно запускаться от *ЗГ*, ключи блока *Кл* (T_2 и T_3) на рис. 5.27 собирают по схеме Дарлингтона. Сдвиг уровней обеспечивается транзистором T_1, при запирании которого сигналом U_{0L} с *DC* (типа К155ИД3) включаются транзисторы T_2 и T_3.

Пример 5.9. Разработка 16-разрядного цифрового СОИ на газоразрядном индикаторе ИГП-17. Выберем систему поразрядной индикации. Соответственно

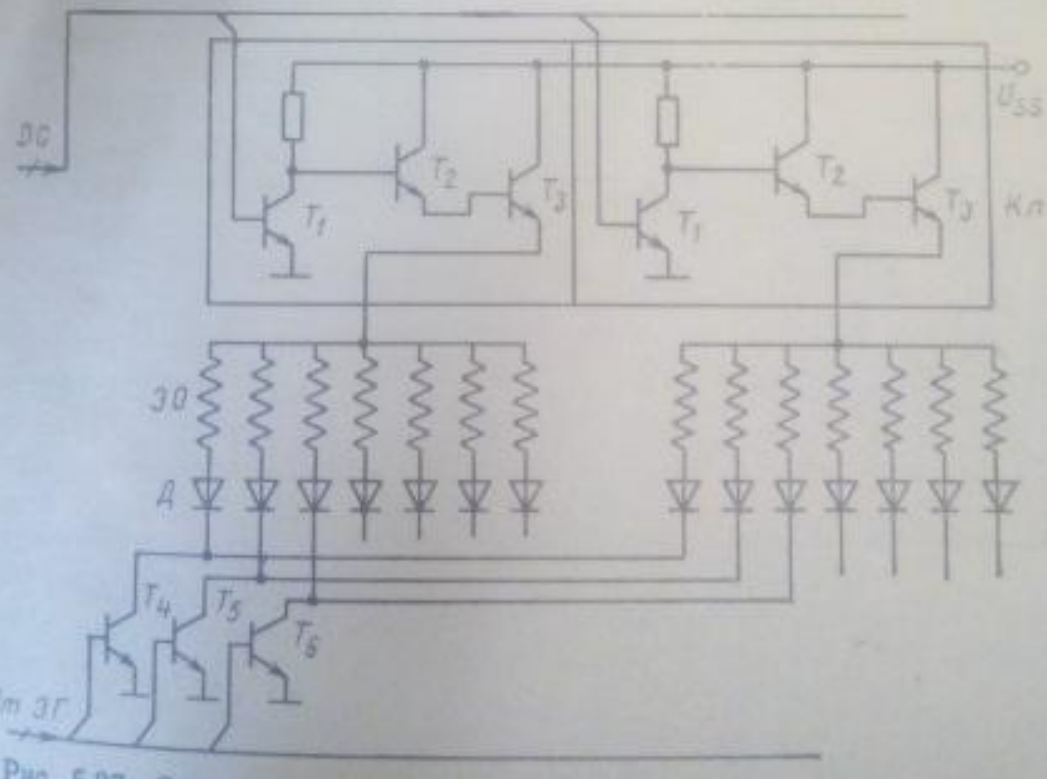


Рис. 5.27. Схема мультиплексной адресации накаливаемых вакуумных индикаторов

цифровая часть схемы может быть такая же, как и в примерах 5.6 и 5.7. Примем $f_к=62{,}5$ Гц и $f_т=1000$ Гц. Импульсное значение тока через ЭО (сегмент) определяется по формуле

$$I_{а\,и}=I_а\,q\,\frac{t_к}{t_к-t_б-\bar{\tau}_{ст}}, \qquad (5.34)$$

где $t_б$ — время бланкирования. Множитель $t_к/(t_к-t_б-\bar{\tau}_{ст})$ учитывает долю времени выборки $t_к$, которую ток протекает через ЭО. Согласно табл. 4.5, $I_а=0{,}025\div0{,}035$ мА, примем $I_а=0{,}03$ мА. Взяв $q=16$, $t_к=1$ мс, $t_б=0{,}004$ мс, $\bar{\tau}_{ст}=0{,}005$ мс, найдем $I_{а\,и}=0{,}485$ мА. Тогда $I_{ф\,ср}=I_{а\,и}\approx0{,}5$ мА, $I_{кр\,и}=I_{а\,и}N_{э\,хн}=0{,}5\cdot8=4$ мА, $I_{кр\,ср}=4/16=0{,}25$ мА.

При использовании матричных режимов для управления газоразрядными индикаторами из-за высоких напряжений питания одной из важных проблем является согласование (сдвиг) уровней напряжений цифровых схем управления и уровней возбуждения анодов (или катодов).

Схема сдвига уровней напряжения показана на рис. 5.28. Возбуждение ЭО осуществляется приложением напряжения 200 В между анодом и катодом индикатора при включенном состоянии транзисторов T_3 и T_1. Транзистор T_1 включается сигналом U_{0L} с выхода знакогенератора *ЗГ* (см. рис. 5.15) и работает в режиме источника тока (схема с общей базой) *. Изменением напряжения $E_{см}$ на базе T_1 с помощью $R_{рег}$ можно менять катодный ток и интенсивность свечения. Если принять $E_{см}=4$ В, то с учетом падения напряжения на переходе база—эмиттер транзистора T_1 имеем $R_э=(4-0{,}5)/0{,}5=7$ кОм.

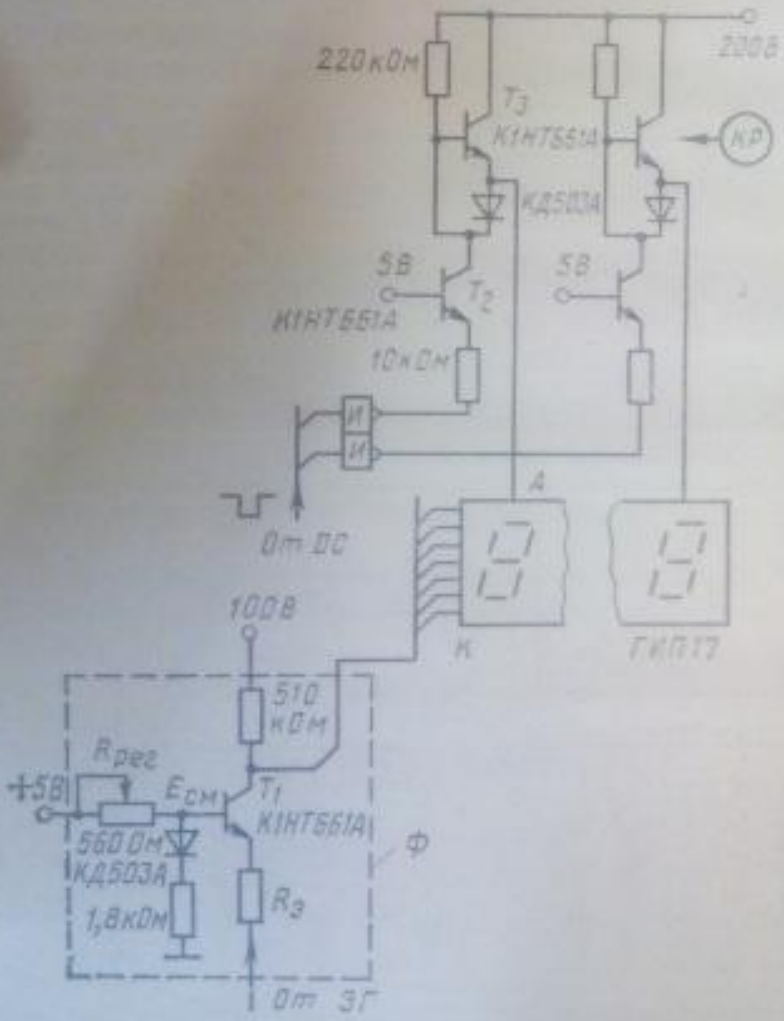


Рис. 5.28. Схема сдвига уровней напряжения для мультиплексного управления газоразрядными индикаторами

Включение транзистора T_3 обеспечивается запиранием транзистора T_2 при поступле-

* При фазоимпульсной индикации использовать такой источник тока нельзя, так как катодный ключ одновременно пропускает токи нескольких знакомест — этим и определяется выбор системы поразрядной индикации в данном случае.

ния на его эмиттер напряжения $U_{он}$. Если строить блок KP, по структуре, изображенной на рис. 5.26, то это приводит к необходимости введения инверторов и после DC, что и показано на рис. 5.28.

Невозбужденные состояния сегмента могут быть из-за отсутствия сигналов выборки: а) знакомест; б) сегмента. В первом случае транзистор T_2 открыт и потенциал анода индикатора не превышает нескольких единиц вольт. Если сегмент возбужден, то напряжение между анодом и катодом индикатора $U_{ак}$ незначительно, если же сегмент не возбужден, оно составляет минус 100 В. Когда знакоместо выбирается (T_3 включен), а сегмент не выбирается (T_2 выключен), то $U_{ак}=200-100=100$ В, таким образом, схема обеспечивает выборку 2 : 1.

Используя формулу (5.11), можно найти минимальный контраст $K_{обр\,с}$ между индицируемым и неиндицируемым ЭО, который обеспечит $K_{обр\,дм}=0{,}65$. Контраст: $K_{обр\,с}=1-0{,}3/N_{дм}=1-0{,}3/16=0{,}98$.

Предположив, что яркость прямо пропорциональна току, получим, что ток на неиндицируемый ЭО не должен превышать 2,0% от тока на индицируемый ЭО. Поэтому в схеме задается более высокое напряжение смещения индицируемых катодов по отношению к неиндицируемым, чем в статических схемах (ср. с примером 5.3).

Пример 5.10. Разработка 14-разрядного цифрового СОИ на вакуумных люминесцентных индикаторах ИВ-27. В этом случае целесообразно использовать систему фазоимпульсной индикации (см. рис. 5.16) и применить в качестве $Сч_1$—$Сч_{12}$ — К155ИЕ1; $Сч_{вых}$ — К155ИЕ6; $ЗГ$ и $ФС$ — К161ПР3, $ФЗМ$ — К161КН2 (см. табл. 5.2). Для согласования $ТТЛ$ (серия К155) и p=МОП (серия 161) в ИМС может быть использована схема, изображенная на рис. 5.23. Согласно (4.15) и табл. 4.4, $U_{зи}=24\cdot 14^{1/3}=69$ В. Исходя из равенства мощностей, получим

$$I_{зи}=\frac{U_{в\,вом}I_{зи\,см}}{U_{зи}}q=\frac{24\cdot 0{,}2}{69}\cdot 14=1\text{ мА}.$$

В схеме фазоимпульсной индикации одновременно могут высвечиваться все знакоместа, поэтому $I_{ф\,ст\,в}=I_{зи}q=14$ мА.

Так как допустимый ток для К161ПР3 (см. табл. 5.2) всего 2 мА, то следует использовать схему согласования, показанную на рис. 5.22.

Аналогично, для сеточной цепи $I_{св}=(24\cdot 2/69)\cdot 14=10$ мА. Так как К161КН2 пропускает ток 30 мА и допускает напряжение до 70 В, то ИМС непосредственно может быть подключена к сетке индикатора.

Схема ключевой части СОИ показана на рис. 5.29. Отрицательное напряжение на сетках и анодах создается с помощью стабилитрона Д814А с напряжением стабилизации $U_{ст}$. Сопротивление R выбирают по формуле

$$R\leqslant\frac{U_{ст}-U_{в}\sqrt{2}/2-U_{зап}}{I_{ут}},\qquad(5.35)$$

где $U_{зап}$ — напряжение на сетке и аноде, достаточное для запирания индикатора; $I_{ут}$ — максимальные токи утечки коммутационных элементов.

Приняв $U_{зап}=3$ В, $I_{ут}=0{,}1$ мкА (см. табл. 5.2), $U_{вом}=3{,}1$ В, $U_{ст}=8$ В, получим $R\leqslant 6$ МОм, взяв с запасом $R=100$ кОм.

Пример 5.11. Разработка матричной схемы управления ЖК-индикатором на восемь знакомест. При разработке необходимо иметь в виду, что электрооптическая характеристика ЖК-индикатора зависит от угла наблюдения. Используя данные рис. 4.37, получим для $\Theta=45°$ $U_{10}=0{,}7$ В, а для $\Theta=0°$ $U_{50}=1{,}2$ В. Отсюда по (4.32) $\gamma_{50-10}=0{,}7$ и, согласно (5.18б) и табл. 5.1, получим $N_c=4$.

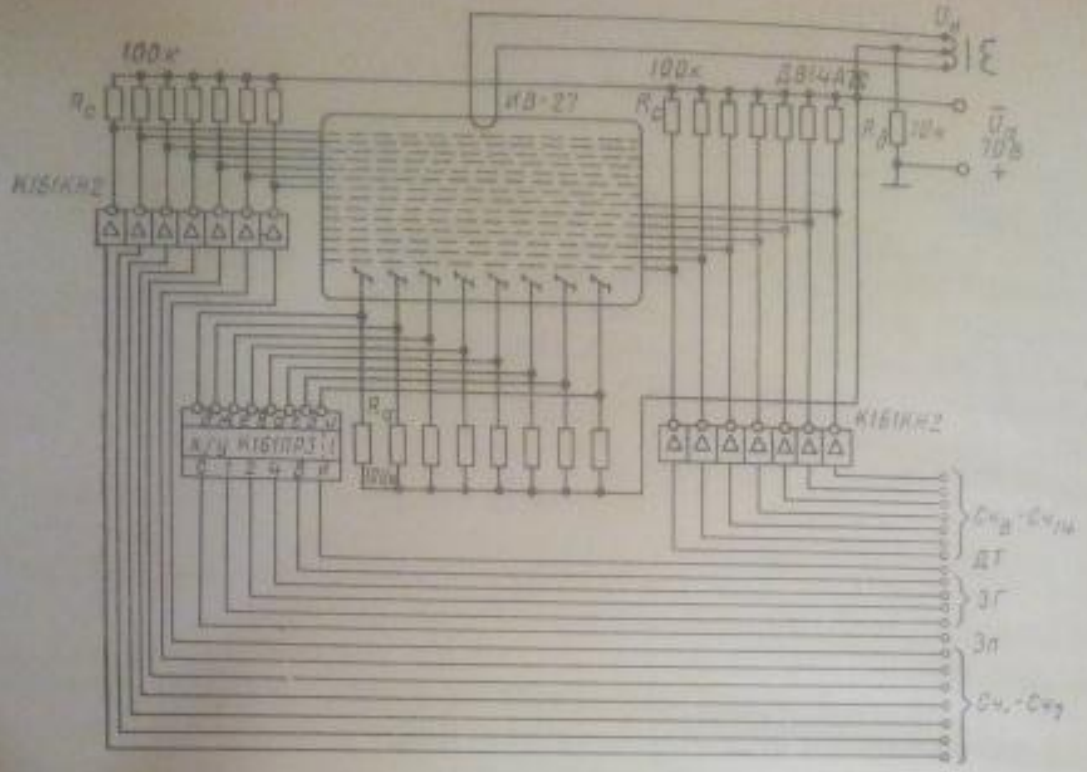


Рис. 5.29. Схема ключей возбуждения вакуумного люминесцентного индикатора ИВ-27

видно, при столь малом N_e прямое использование построчной или фазоимпульсной систем адресации невозможно. Исходя из этого, используем структуру, изображенную на рис. 5.30, в которой сегменты присоединены всего к четырем шинам, а на каждое знакоместо приходится два общих электрода. Развертка в такой системе производится по горизонтальным шинам, а ввод информации — по вертикальным.

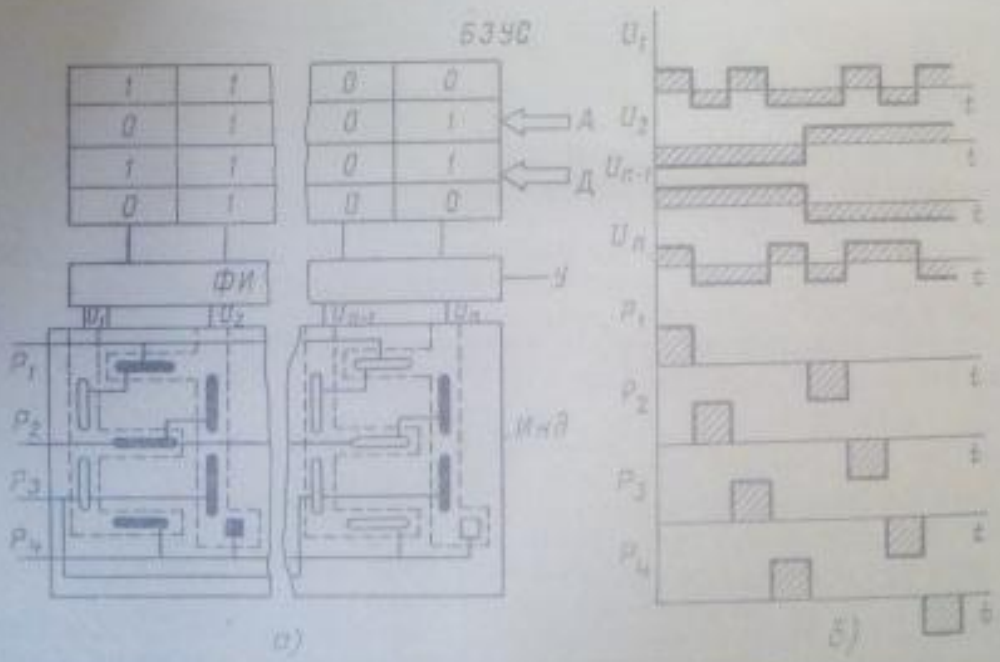


Рис. 5.30. Метод мультиплексного управления жидкокристаллическим цифровым индикатором:
а—ввод информации, *б*—временные диаграммы

Из (5.16) получаем для $N_c=4$ $U_{сп}/U_{инф}=2$, т. е. рекомендуется метод выборки 3:1. Схема ввода информации и диаграммы напряжений для индикации числа 3,1 представлены на рис. 5.30,*а*, *б*. Адресация производится за четыре такта, образующих один кадр. Восемь тактов, т. е. два кадра, образуют один период развертки. Оба кадра, входящие в период, содержат одну и ту же информацию и отличаются только полярностью импульсов развертки P_1—P_4 и информационных импульсов U_1—U_n. Перемена полярности в кадрах нужна для того, чтобы сделать равным нулю среднее значений напряжений на выбираемых и невыбираемых ЭО за период развертки, чем обеспечивается высокая долговечность индикатора.

Для хранения информации используется блок БЗУС, разрядность которого равна удвоенному числу знакомест индикатора, а число адресов — четырем (в соответствии с числом тактов развертки). В течение каждого кадра (четырех тактов) последовательно выводится содержимое ячеек БЗУС начиная с нижней (управление по шине *А*). Блок ФИ преобразует сигналы БЗУС и возбуждающие напряжения в соответствии с диаграммой рис. 5.30,*б*, а также обеспечивает изменение полярности напряжения после каждого кадра. В качестве ключей можно использовать К-МОП ИМС. Вследствие малого потребления мощности ЖК-индикатором расчет ключей по току можно не проводить. Так как развертка происходит по горизонтальным электродам, система может быть рассчитана на любое число знакомест. Для перехода от двоичного кода числа к коду, записанному в БЗУС, используется система, подобная изображенной на рис. 5.17.

Буквенно-цифровые СОИ с матричной адресацией. Рассмотрим две типичные системы отображения буквенно-цифровой информации с использованием матричной адресации. В первой, использующей полупроводниковые индикаторы, применяется наиболее простая двухкоординатная матричная адресация, во второй, построенной на базе индикаторных тиратронных матриц, — многоуровневая (в данном случае трехуровневая) адресация. Последняя обеспечивает заметное упрощение системы управления.

Пример 5.12. Разработка буквенно-цифрового СОИ на 16 знакомест на полупроводниковых индикаторах типа АЛС340А. Выберем принципиальную схему, показанную на рис. 5.17,*а*, в которой развертка производится по строкам. В данном случае объединяются выводы 80 излучателей по строке и семи излучателей по столбцу, в результате чего образуется шина *Ф* из семи линий и шина *КСБ* из 80 линий. Согласно (5.24), (5.25); $f_т=350$ Гц и $q=7$. Используя (4.10), получим $I_{ак}=10\cdot7^{1/1,2}=50$ мА. Согласно рис. 5.17,*б*, ключи в схеме *Ф* рассчитываются по формуле $I_{фк}=I_{ак}N_{зс}=50\cdot80=4$ А (здесь $N_{зс}$ — число ЭО в строке); $I_{фср}=I_{фк}/q=0{,}57$ А. Очевидно, реализация таких ключей целесообразна по схеме Дарлингтона.

Ключи в КСБ рассчитываются по формуле $I_{кcб\,к}=I_{кcб\,ср}=I_{ак}=50$ мА, причем токоограничивающие резисторы должны включаться в цепи этих ключей, так как в каждый данный момент времени через них проходит ток только одного излучателя.

При реализации схемы рис. 5.17 можно использовать в качестве: БЗУ — 185РУ4 (256×1 бит); *ЗГ* — К155РЕ21—24; *DC* — К155ИД3; $P_2 1$—$P_2 8$ — К155ТМ5. Учитывая эти рекомендации дальнейшую разработку можно провести самостоятельно.

Описанная схема отличается большим количеством каналов блока коммутации столбцов и мощными транзисторными ключами возбуждения строк, где должны коммутироваться амперные токи. В связи с этим, а также из-за малых размеров самих индикаторов буквенно-цифровые СОИ такого типа применяются редко. Использование индикаторных полей большей информационной емкости нецелесообразно, так как оно связано с протеканием и коммутацией больших токов строки.

Пример 5.13. Разработка буквенно-цифрового СОИ на 16 знакомест на основе индикаторной тиратронной матрицы 5×8 ЭО с тремя независимыми управляющими входами ИВГ-1-5×8Л (см. табл. 4.6). Логическое уравнение функционирования индикатора имеет вид, аналогичный (4.21)

$$f_{вкл}=U_{a1H}\wedge U_{a2H}\wedge U_{c1L}\wedge U_{c2L}\wedge U_{c3L},$$

причем по сеткам C_1 и C_2 используется положительная, а по C_3 — отрицательная логика.

Наличие памяти и низкая мощность управления позволяют применить простую структурную схему с вводом информации по строкам и разверткой по столбцам, изображенную на рис. 5.31. Для организации развертки по столбцам в схеме использовано двухуровневое управление. Как видно из рисунка, одноименные столбцы различных знакомест присоединены к общим линиям. Таким образом, для коммутации столбцов необходимо всего 16+5=21 канал вместо 80 каналов в схеме рис. 5.30.

Трехуровневая адресация организована следующим образом. В начальном состоянии счетчиков $Сч:5$ и $Сч:16$ выбран первый столбец первого знакоместа. При поступлении четырех тактовых импульсов последовательно включаются второй, третий, четвертый и пятый столбцы. Пятый импульс переключает $Сч:16$ и включается второе знакоместо, а с помощью $Сч:5$ — первый столбец в нем и т. д. Так как индикаторная тиратронная матрица обладает памятью, то вместо $f_к=50$ Гц можно взять $f_{обн}=2{,}5$ Гц, что дает минимальное значение тактовой частоты 40 Гц. Максимальное значение частоты $ТГ$ определяется тиратронным индикатором, у которого $\tau_{рн}=50$ мкс. Оно составляет соответственно 20 кГц, откуда максимальное значение для 80 столбцов $f_к=250$ Гц.

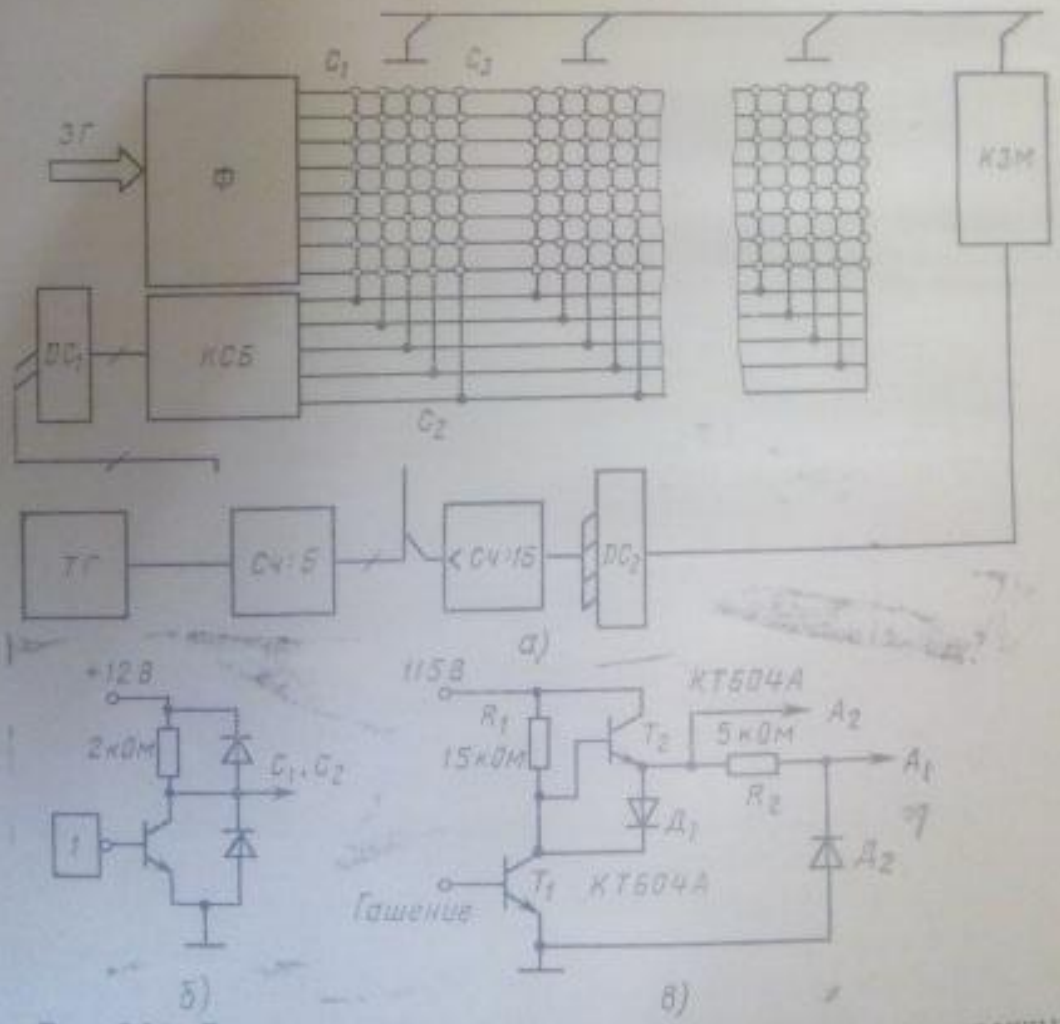


Рис. 5.31. Буквенно-цифровое СОИ на индикаторах тиратронных матричных ИВГ-1-5×8Л:

а—схема адресации; б—ключи управлений C_1 и C_2; в—ключи гашения A_1 и A_2

То обстоятельство, что индикаторные тиратроны обладают памятью и высокой чувствительностью по сеточным входам, позволяет использовать для управления ими маломощные ключи. Параметры ключей надо выбирать, исходя из того, что присоединенные к ним ЭО могут находиться в одном из трех состояний (см. § 4.6): а) ЭО не индицируются; ток от ключа протекает к индикатору; б) ЭО индицируются; ток протекает от ЭО к ключу; в) часть ЭО индицируется; направление тока определяется тем, каких ЭО больше. Таким образом, сеточную цепь можно рассматривать как разнополярный источник тока.

С учетом того, что сеточные токи I_c составляют десятки микроампер, для управления могут быть использованы достаточно высокоомные каскады с $I_{c\,max}=N_{эс}I_c\approx 1$ мА. Вариант ключевой схемы для управления C_1, C_2 (положительная логика, включение логическим 0) приведен на рис. 5.31,*б*, а управление C_3 (отрицательная логика, включение логическим 0) может производиться по схеме, аналогичной схеме на рис. 5.23. Диоды на выходе позволяют избежать накопления заряда из-за специфики сеточной цепи.

Так как индикаторные тиратронные матрицы являются приборами с памятью, для записи в них новой информации необходимо предварительно прекратить разряд на основной анод и анод памяти (A_1 и A_2). Соответствующая транзисторная схема гашения показана на рис. 5.31,*в*.

Таким образом, система управления индикаторными тиратронными матрицами в СОИ для отображения буквенно-цифровой информации оказывается более простой, чем при использовании полупроводниковых индикаторов. Однако отметим ее недостаток — использование двух разнополярных высоковольтных источников питания для анодов +115 В и подкатодов — 250 В.

Буквенно-цифровые СОИ с самосканированием. Рассмотрим буквенно-цифровое СОИ на 16 знакомест, в котором использована ГИП с самосканированием. На рис. 5.32,*а*, *б* изображены схема такого СОИ и диаграммы напряжений, соответствующие логике подачи информации, иллюстрируемой рис. 5.11.

Тактовую частоту ГТИ выбирают по формуле $f_{max}\geqslant f_т\geqslant f_н N_{зм}\times \times N_{об\,зн}$. Так как ГИП с самосканированием имеет сплошное индикаторное поле, развертка которого происходит по знакоместам и пробелам между ними, то при двух столбцах пробела это дает $f_т\geqslant 50\cdot 16\cdot 7=5600$ Гц. Максимальное значение $f_т$ определяется индикатором и для ГИПС-16-1 составляет 13 кГц. Окончательно выбираем $f_т=8$ кГц.

Работа развертки происходит следующим образом. В начальный момент времени t_0 генератор сброса (ГСБР) формирует отрицательный импульс, сбрасывающий триггеры $Тг_1$ и $Тг_2$ в нулевое состояние. В результате появлений 1 на инверсных выходах этих триггеров срабатывает вентиль $\&\,1_0$ и транзистор $ТЗ_0$, включенный по схеме Дарлингтона, переходит в насыщение. При этом логические вентили $\&\,1_1$, $\&\,1_2$ и $\&\,1_3$ заперты, а транзисторы $ТЗ_1$, $ТЗ_2$, $ТЗ_3$ выключены. Таким образом, потенциал электрода *КС* оказывается

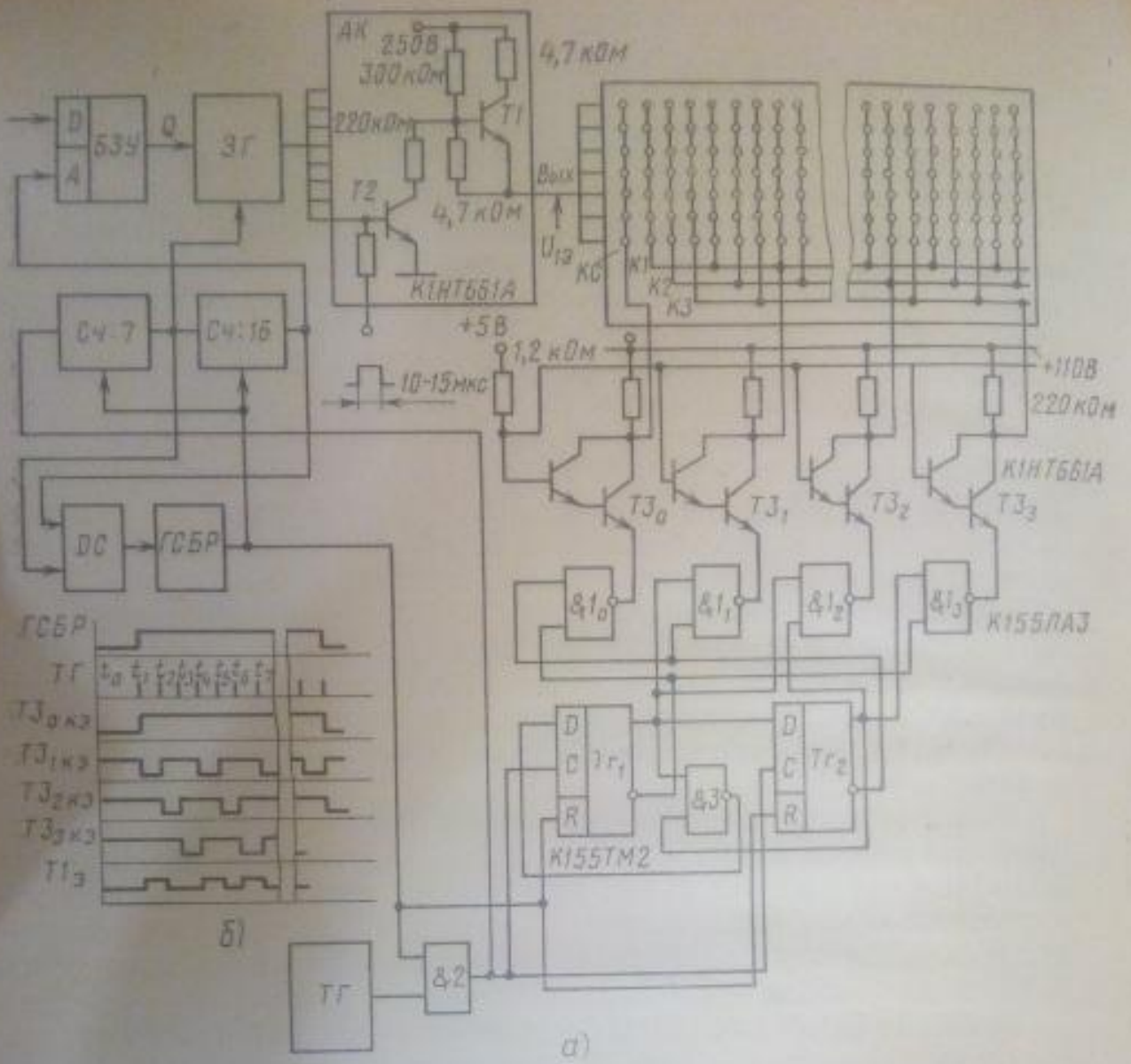


Рис. 5.32. Буквенно-цифровое СОИ на ГИП с самосканированием:
а—схема включения; *б*—диаграммы напряжений

близок к нулю, потенциалы *К1*, *К2* и *К3* — к 110 В, чем обеспечивается сброс разряда на *КС*. Необходимое для этого время должно быть выше 300 мкс.

После окончания импульса сброса импульсы *ТГ* начинают проходить на счетчик с коэффициентом пересчета три, построенный на *D*-триггерах $Тг_1$ и $Тг_2$ и вентиле $\&_3$. Дешифрация состояний счетчика вентилями $\&1_1$, $\&1_2$ и $\&1_3$ обеспечивает формирование трехфазной системы катодных импульсов *К1*, *К2* и *К3* транзисторами $Т3_1$, $Т3_2$ и $Т3_3$. Импульсы развертки действуют до тех пор, пока разряд сканирования не переместится на последний 110-й (7·16—2) столбец. Затем вновь генерируется импульс сброса и начинается следующий кадр.

Подача информации на индикатор и синхронизация ее с разверткой осуществляются следующим образом. Данные воспроизводимых знаков хранятся в БЗУ в виде двоичных кодов. В начале

кадра генератор *ГСБР* обнуляет счетчики *Сч*:7 и *Сч*:16, которые сразу после импульса сброса адресуют первую ячейку БЗУ. Выходной двоичный код БЗУ преобразуется знакогенератором *ЗГ* в код 35-точечного знака. Знакогенератор стробируется счетчиком *Сч*:7 таким образом, что он выдает коды знака последовательно по столбцам с тактовой частотой $f_т$. Коды ЗГ управляют ключами на транзисторах T_1 и T_2 в блоке *АК*. Транзистор T_2 открыт, в результате чего на выходе эмиттера T_1 устанавливается напряжение $250 \cdot 220/(300+220)=100$ В. Если *ЗГ* в данном такте выдает информацию (в инверсном коде), то T_2 запирается и на выходе появляется сигнал 250 В, возбуждающий разряд на анод индикатора (интервалы t_1—t_2, t_4—t_5, t_6—t_7). Для нормального возбуждения разряда индикации требуется, чтобы импульс U_{19} возникал с задержкой 10—15 мкс по отношению к импульсу сканирования (за это время частицы из промежутка сканирования успевают проникнуть в промежуток индикации). Для обеспечения такого запаздывания на базу T_2 после начала импульса сканирования подается положительный импульс длительностью 10—15 мкс, обеспечивающий кратковременное включение этого транзистора независимо от состояния выхода знакогенератора.

После семи тактовых импульсов *Сч*:7 выдает сигнал переноса на *Сч*:16, который адресует вторую ячейку БЗУ, и цикл воспроизведения знака повторяется. Когда выводятся все 16 знаков и отсчитывается 110-й импульс, сигнал с выхода дешифратора *DC* запускает генератор *ГСБР*, в результате чего формируются очередные импульс сброса и кадра.

Таким образом, ГИП с самосканированием позволяют создать достаточно простые буквенно-цифровые СОИ. Их недостатком является ограниченное число знакомест (практически не более 32), обусловленное уменьшением яркости при увеличении скважности (см. § 5.1), а также ограниченные размеры ЭО.

§ 5.3. Средства отображения знакографической информации на матричных экранах

Для отображения знакографической информации, как правило, требуются информационные поля с большой (свыше 10^4 ЭО) информационной емкостью. При использовании для этой цели индикаторов с двухкоординатной матричной адресацией кроме падения яркости с ростом скважности серьезным ограничением является и уменьшение времени выборки [см. (5.2) и гл. 4]. С учетом этого для отображения знакографической информации возможно применение: монолитных экранов с ограниченной информационной емкостью, в которых развертка производится не более чем по 100—200 позициям; экранов, изготовленных из субблоков [при выполнении из них непрерывного поля, с одной стороны, необходима стыковка без потери шага, что ограничивает разрешающую способность индикатора, а с другой — субблоки позволяют применять систему многоматричной адресации, чем снимаются или ослаб-

ляются ограничения, вытекающие из формул (5.1) и (5.2)]; экранов с запоминанием информации, где, во-первых, не имеет места спад яркости с увеличением числа позиций развертки и, во-вторых, возможна адресация информации с частотой ниже частоты мельканий.

В настоящее время единственными серийно выпускаемыми матричными индикаторами являются газоразрядные индикаторные панели, в связи с чем даются примеры реализации знакографических СОИ на их основе.

Пример 5.14. Индикаторный модуль ИМГ-1, знаковые и графические СОИ на его базе. В качестве индикатора здесь использована ГИП постоянного тока с внешней адресацией ГИП-10000 и информационной емкостью 100×100 ЭО (см. § 4.6). В § 5.1 показано, что оптимальной для матричных индикаторов является система построчной адресации, при которой ввод информации во все ЭО одной строки осуществляется одновременно, причем соответствующая информация хранится в буферной памяти строки. Такая схема для светодиодных индикаторов показана на рис. 5.17. В модуле ИМГ-1 применена аналогичная система развертки, однако не по строкам, а по столбцам, что несущественно, так как индикаторное поле имеет квадратную форму. Принципиальная схема модуля показана на рис. 5.33. Здесь катодный коммутатор *КК* обеспечивает развертку по столбцам, а анодный *АК* осуществляет преобразование низковольтных информационных сигналов в высокие напряжения, требуемые для возбуждения анодов ГИП-10000. Блок защиты *БЗ* срабатывает при нарушении нормальной работы системы развертки. Защита необходима, так как при прекращении раз-

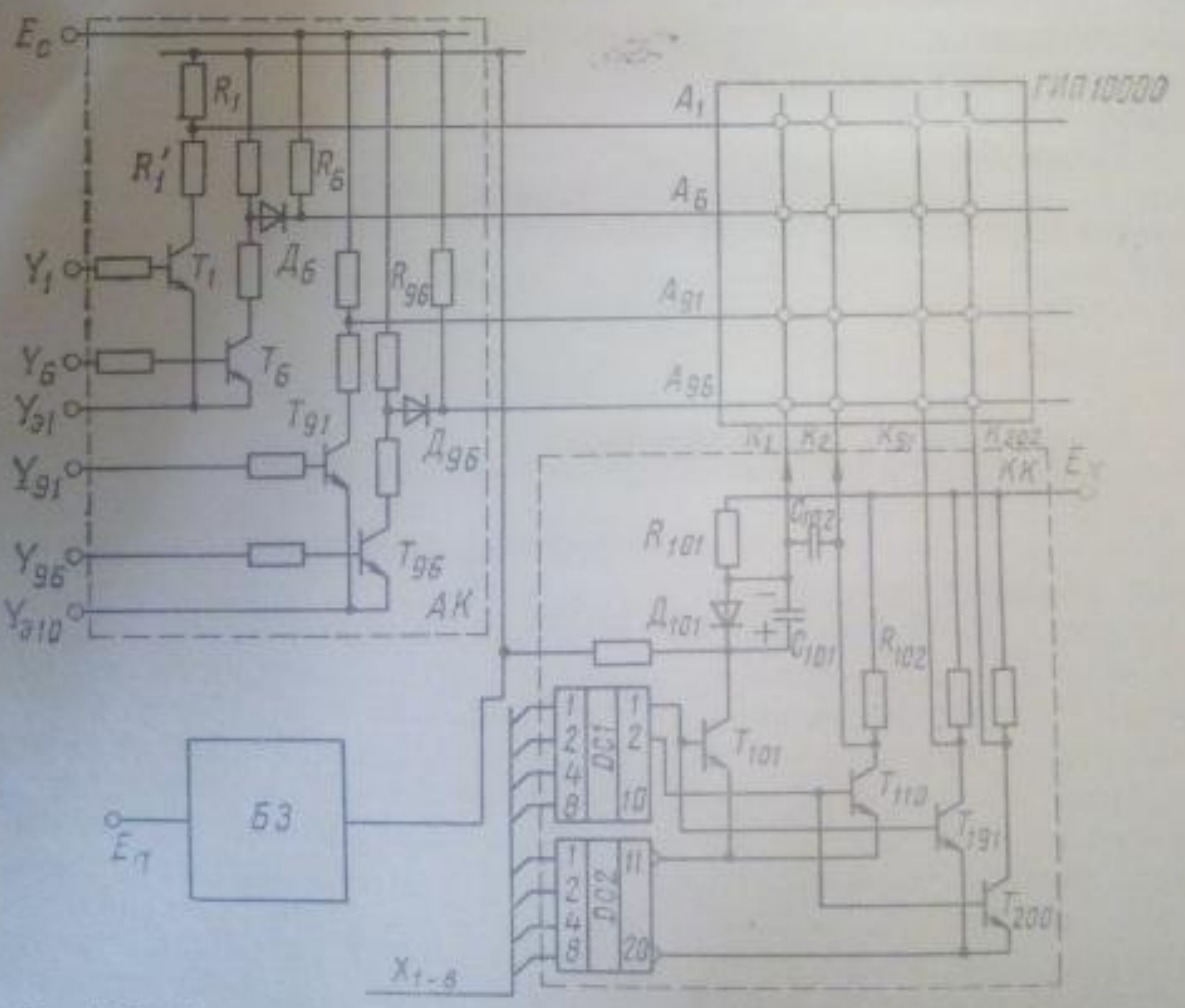


Рис. 5.33. Схема управления экраном на газоразрядной индикаторной панели постоянного тока

вертки ток через ключи коммутатора возрастает в 100 раз, что приводит к быстрому выходу из строя соответствующих ячеек ГИП. Включенный в цепь питания ключей анодного коммутатора блок *БЗ* реагирует на исчезновение переменной составляющей анодного тока снятием питания E_a и автоматическим прекращением индикации перегруженных ячеек.

Коммутатор *КК* содержит 100 транзисторов T_{101}—T_{200}, управляемых матричной схемой, возбуждаемой выходами дешифраторов DC_1 и DC_2. Матричное управление реализуется разделением транзисторов на десять групп по эмиттерам и десять по базам, как это показано на рисунке. Включение данного транзистора происходит при совпадении высокого уровня напряжения на базе с низким уровнем напряжения на эмиттере. Для управления *КК* используются сигналы двухразрядного двоично-десятичного кода X_1—X_8, подаваемые на DC_1 и DC_2. Запуск от счетчика обеспечивает последовательное циклическое переключение столбцов.

В цепь транзистора T_{101}, соединенного с K_1, с которого начинается развертка, включена форсирующая цепочка, состоящая из резистора R_{101}, диода $Д_{101}$ и конденсатора C_{101}. Напряжение питания ключей блока *КК* равно 150 В.

Анодный коммутатор (выполняющий те же функции, что и блок *Ф* на рис. 5.17) также содержит 100 транзисторов T_1—T_{100}. Основными входами, на которые поступают данные, являются базовые цепи транзисторов T_1—T_{100}, однако эмиттерные цепи разделены на десять групп для обеспечения возможности избирательного ввода информации. Требуемое для выборки напряжение смещения анодов (~100 В) задается резистивными делителями R_1, R'_1 в коллекторных цепях транзисторов, соответствующее напряжение смещения на катодах равно 150 В (выборка типа 2 : 1, см. рис. 5.5,*а*).

Возбуждение ЭО ГИП происходит при отпирании одного из катодных транзисторов и запирании анодных транзисторов. Число последних в пределе может достигать 100, при этом возбуждается весь столбец. К возбуждаемому ЭО прикладывается напряжение 250 В.

Остановимся подробнее на вопросах создания надежной предыонизации с помощью подготовительного разряда. Для этой цели в модуле ИМГ-1 используется возбуждение тысячи ЭО, расположенных в виде десяти горизонтальных линий на экране (сетка). В анодные цепи ключей на транзисторах T_6, T_{16}—T_{96} дополнительно включены диодно-резистивные цепочки (например, $Д_6$, R_6), подключаемые либо к отдельному источнику питания E_c, либо к тому же источнику E_a. Эти цепочки обеспечивают подачу на A_6, A_{16}—A_{96} полного напряжения питания независимо от информации, поступающей на входы Y_6, Y_{16}—Y_{90}.

Для уменьшения яркости свечения ЭО, образующих сетку, резисторы R_6 выбираются значительно более высокоомными, чем R_1. Кроме того, для надежного создания сетки необходимо в начале кадра возбудить все ЭО, входящие в первый столбец. Соответствующее перенапряжение создается за счет зарядки конденсатора C_{101} при включенном транзисторе T_{101} до напряжения 100 В. При запирании T_{101} на K_1 поступает сигнал —100 В, а на аноды +90 или +250 В, чем и обеспечивается возникновение разряда во всех ЭО столбца. После начала протекания разрядного тока напряжение на конденсаторе C_{101} быстро падает. Чтобы исключить возможность возникновения паразитного разряда между K_1 и K_2, включается конденсатор C_{102}, передающий часть импульса с K_1 на K_2 и уменьшающий максимальную разность потенциалов между ними.

Создаваемый сеткой фон можно заметно уменьшить с помощью нейтральных светофильтров на основе мелкоструктурной черненой сетки, устраняющей блики. Сетка необходима при воспроизведении сложных изображений, включающих одиночные ЭО; при сплошных изображениях можно обойтись без нее и использовать эффект самоподготовки.

На базе модулей ИМГ-1 разработаны различные СОИ для отображения буквенно-цифровой информации, гистограмм, осциллограмм, знаков и графической информации одновременно.

При отображении буквенно-цифровой информации обычно эк-

ран ИМГ-1 разбивают на десять текстовых строк по 16 знакомест (форматом 5×7) в каждой, причем каждая текстовая строка привязана к линии сетки. Если необходима более высокая информационная емкость (12 текстовых строк), то для создания предыонизации применяют сплошную фоновую подсветку. Специальная схема подает на входы десяти эмиттерных шин транзисторов T_1—T_{160} положительные импульсы длительностью $t_ф$=18÷30 мкс с тактовой частотой развертки, в результате чего транзисторы кратковременно запираются, а на аноды поступают сигналы 250 В. Для $f_н$=60 Гц по (5.2) $t_в$=160 мкс и выполняется условие $t_в \gg t_ф$. С учетом времени запаздывания возникновения разряда яркость подсветки оказывается в 6—10 раз слабее яркости нормально возбужденных ЭО.

Структурная схема модуля ИМГ-1 на 160 знакомест, предназначенного для отображения букв русского и латинского алфавитов, арабских цифр и специальных знаков, изображена на рис. 5.34. Система может работать в одном из двух режимов: записи или отображения информации.

В режиме записи в адресный счетчик *АС* записывается восьмиразрядный код адреса БЗУ, по шине выбора страницы выбирается одна из четырех страниц БЗУ (одна соответствует 160 знакоместам экрана), на шину данных подается двоичный код знака по КОИ-7. При этом схема управления *СУ* подает на БЗУ импульс записи и с помощью коммутатора *К* подключает *АС* к адресным шинам БЗУ, отключая одновременно от них *Сч*:7 и *Сч*:16. После окончания сигнала *Зп* и перехода в режим отображения информации (*Чт*) *СУ* с помощью коммутатора *К* подключает к адресным шинам БЗУ *Сч*:10 и *Сч*:16. При такой организации, показанной на рис. 5.17, данные одновременно вводятся в столбец индикатора. В начальном состоянии счетчики сброшены в нуль, т. е. *Сч*:10 и *Сч*:16 адресуют первое знакоместо первой текстовой строки в БЗУ,

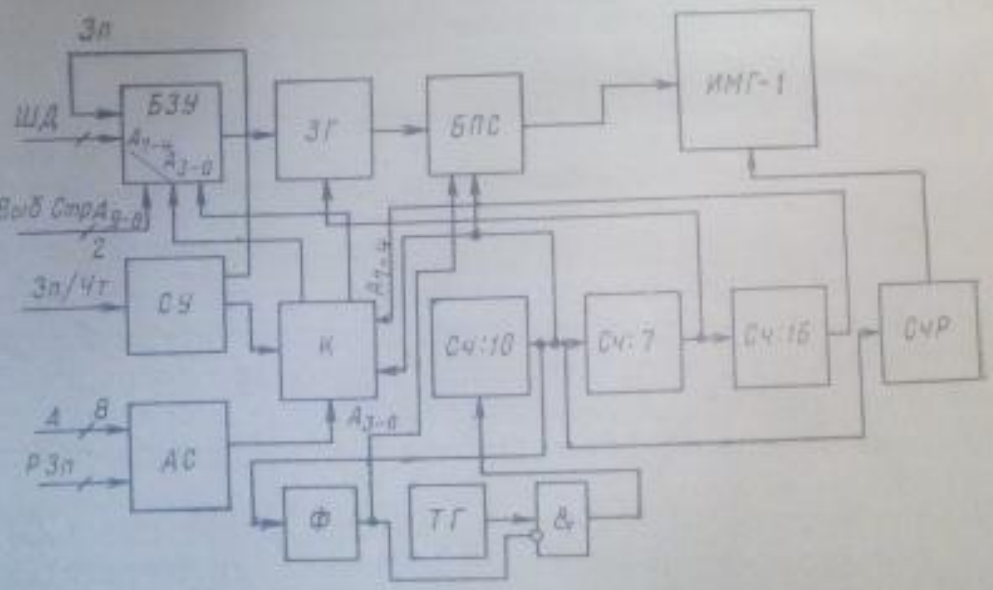


Рис. 5.34. Структурная схема знакового СОИ на ГИП постоянного тока

и *Сч*:7 стробирует *ЗГ* таким образом, что выдается семибитовый код первого столбца знака. Этот код записывается в часть буферной памяти столбца *БПС* (полная емкость 10×7 бит), соответствующую первой текстовой строке. Первый тактовый импульс переключает *Сч*:10, который теперь адресует первое знакоместо второй текстовой строки и т. д. до десятой текстовой строки. Одновременно выходные коды *ЗГ* записываются в участки *БПС*, соответствующие второй, третьей и другим текстовым строкам. Таким образом, графические коды фрагментов знаков* параллельно-последовательно записываются в *БПС*. При тактовой частоте 1 МГц БПС заполняется за 10 мкс. По сигналу переполнения *Сч*:10 запускает формирователь *Ф*, генерирующий импульсы длительностью 150 мкс. Этими импульсами разрешается выдача информации из *БПС* на входы ИМГ-1 и тем самым индикация ЭО в первом столбце в течение 150 мкс и запрещается запись информации в *БПС* и поступление тактовых импульсов на *Сч*:10. *Сч*:7 и счетчик развертки *СчР* по сигналу переполнения *Сч*:10 переходят в следующее положение, т. е. в *ЗГ* стробируются вторые столбцы знакомест, а в ИМГ-1 отображается второй столбец. После окончания импульса *Ф* происходит аналогичное заполнение *БПС* кодами фрагментов второго, третьего и т. д. до пятого столбца, пропускаются два пробельных столбца, *Сч*:16 переходит в следующее положение и начинается отображение следующего столбца знаков. Процесс повторяется до 16-го столбца, после чего система переходит к отработке следующего кадра.

Средства графического отображения информации широко распространены в многоканальных измерительных системах с панорамным отображением информации, которые позволяют визуально наблюдать результаты измерений в реальном масштабе времени. Особенно удачно строятся анализаторы функций распределений, спектров, корреляционных функций случайных процессов.

Структурная схема СОИ для отображения подобной графической информации с использованием индикатора типа ИМГ-1 показана на рис. 5.35. Рассматриваемый метод отображения предусматривает пространственный поворот индикатора ИМГ-1 на 90° по сравнению с обычным положением. Информация о значениях измеряемой характеристики за время анализа накапливается в блоке БЗУ. Работа устройства происходит следующим образом. Синхронизатор ТГ генерирует тактовые импульсы с частотами $f_в$

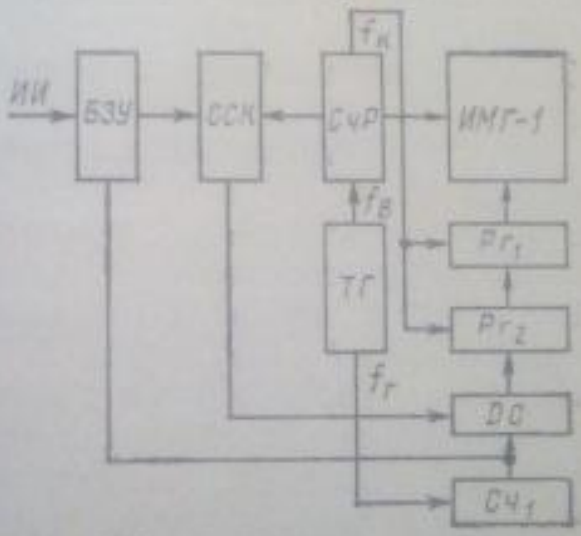


Рис. 5.35. Структурная схема графического СОИ на ГИП постоянного тока

* Под фрагментами подразумевается столбец ЭО, образующих знакоместо.

для развертки по вертикали блока ИМГ-1 по катодам и $f_г$ — для запуска $Сч_1$, который с помощью DC обеспечивает последовательную адресацию регистра $Рг_2$. Частоты $f_в$ и $f_г$ связаны соотношением $f_г = f_в K_0$, где K_0 — число ординат отображаемой функции. Таким образом, за каждый период $t_г$ адресуются все каналы $Рг_2$.

Счетчик $СчР$ работает в режиме непрерывного кольцевого счета. Импульсом переполнения, который вырабатывается с частотой кадров $f_к = f_в/100$ и является началом следующего кадра, все разряды регистров $Рг_1$ и $Рг_2$ устанавливаются в состояние 0, чем обеспечивается запирание всех анодных ключей и возбуждение ЭО первого столбца. В следующем положении $СчР$ его код сравнивается с кодом ячейки БЗУ, адресуемой $Сч_1$, и если он оказывается больше, то схема сравнения кодов вырабатывает сигнал, поступающий на стробирующий вход дешифратора DC и обеспечивающий запись состояния 1 в регистр $Рг_1$, адресуемый $Сч_1$. Так как за время $t_в$ $Сч_1$ адресует все ячейки БЗУ, то в $Рг_1$ накапливаются полные данные о возбуждаемых или невозбуждаемых ЭО столбиковой гистограммы распределения. После опроса всей строки импульсом переполнения $СчР$ код $Рг_2$ переносится в $Рг_1$, в результате чего элементы отображения столбца с номерами больше числового значения ординаты отображаемой функции для данного столбца не возбуждаются. Свечение возбужденных ЭО длится до тех пор, пока счетчик $Сч_1$ не закончит следующий цикл опроса. Так как при этом $СчР$ уже перешел в следующее положение, то отображается ЭО следующей строки и т. д.

Средства отображения информации коллективного пользования должны быть доступны одновременно большой группе операторов, что затрудняет использование в качестве индикаторов ЭЛТ с малыми размерами ЭО. Предъявляемые к средствам коллективного пользования требования реализованы в серийном модуле ИМГ-3, построенном на основе ГИП постоянного тока с внешней адресацией ИГПП-32/32. Этот индикаторный модуль, структурная схема которого для байтовой формы входных данных изображена на рис. 5.36, объединяет индикатор со схемой управления, что позволяет строить на его основе экраны любых размеров и конфигураций.

Матричное поле индикатора сформировано из четырех соединенных катодами или анодами ГИП. Управление возбуждением ЭО осуществляется построчно полувыборкой по катодам (катодным коммутатором $КК$) и анодам (анодным коммутатором $АК$). По катодам производится сканирование, для чего используется возбуждаемый генератором $ТГ$ счетчик строк $СчС$ и дешифратор DC, по анодам подаются данные. Код строки с выходов $СчС$ поступает через устройство адресации $УА$ на адресные входы БЗУ, чем обеспечивается однозначное соответствие читаемых ячеек БЗУ и возбуждаемых ЭО индикаторного поля. Анодные ключи для управления панелью построены с использованием схемы удвоения напряжения. В исходном состоянии транзистор $Т_2$ проводит ток и конденсатор $С_1$ заряжен через диоды $Д_1$ и $Д_2$ до напряжения питания, равного +200 В. Ключ $Т_3$ при этом закрыт, в результате

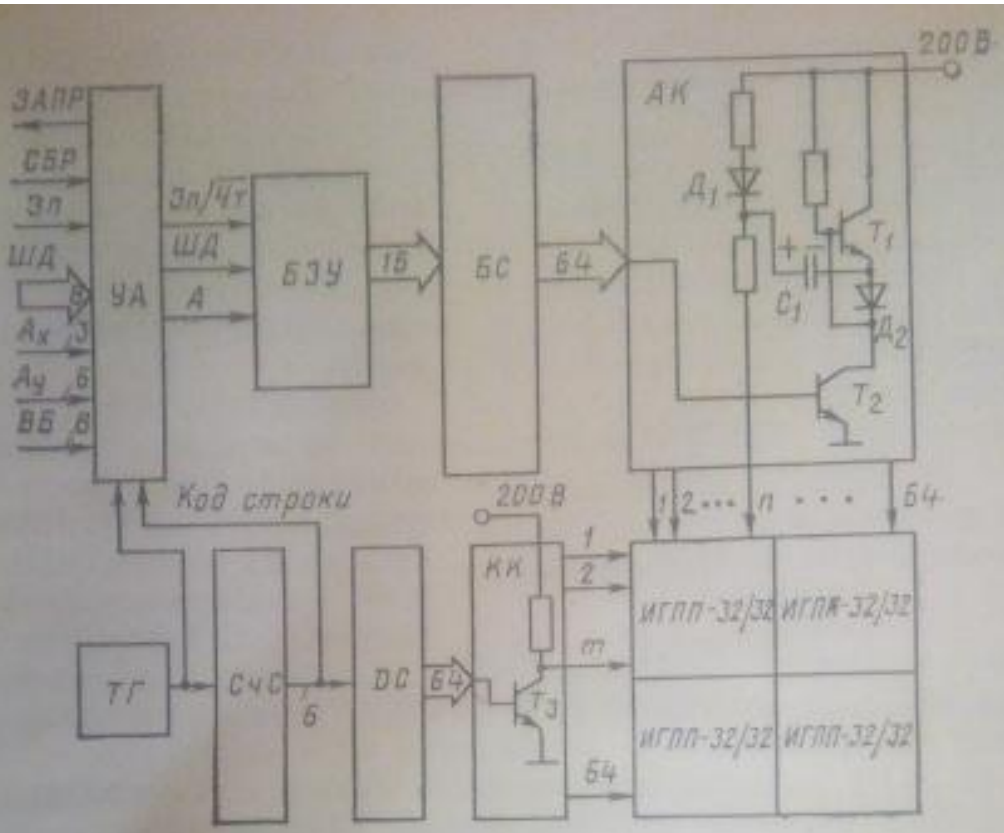


Рис. 5.36. Структурная схема модули экрана коллективного пользования

чего к ячейке приложено нулевое напряжение. При подаче информационного сигнала T_2 запирается, T_1 включается и к выбираемому аноду прикладывается напряжение +400 В. К ячейкам, соединенным с отпертым ключом на транзисторе T_3, приложено напряжение 400 В, и они пробиваются, напряжение 200 В на остальных ячейках недостаточно для возбуждения (схема выборки типа 2 : 1).

Используемый в системе *ТГ* имеет частоту 32 кГц, чем обеспечивается частота регенерации изображения 32 000 : 64=500 Гц (на порядок больше критической частоты мельканий). Благодаря столь высокой частоте кроме отсутствия мельканий изображения и стробэффекта создается остаточная ионизация, повышающая надежность работы.

По интерфейсу блок ИМГ-3 аналогичен блоку памяти. Запись информации с шины данных ШД в БЗУ происходит по фронту сигнала *Зп*, причем на это время вырабатывается сигнал «Запрет» (*ЗАПР*), необходимый для асинхронной работы индикатора с источником данных. Цикл записи возможен только при низком уровне на линии *ЗАПР*. Минимальное время перезаписи информации по всем ЭО составляет 1 мс (по 2 мкс на ЭО). На время записи регенерация изображения прекращается. При подаче сигнала высокого уровня на линию сброса *СБР* производится полное стирание. Так как для этого используется внутренняя развертка БЗУ, то оно занимает полный кадр.

Экран коллективного пользования на основе ИМГ-3 может быть

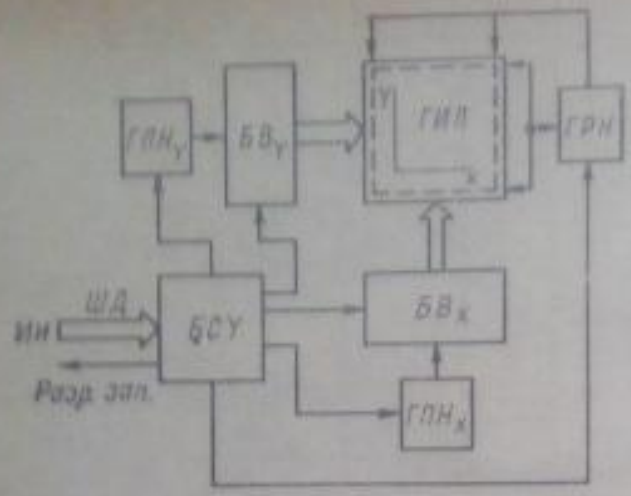


Рис. 5.37. Структурная схема знакографического СОИ на ГИП переменного тока

как статическим, так и динамическим, возможно также совмещение статической и динамической информации, графиков, мнемосхем, букв и цифр. Восьмиразрядная шина (выбор блока *ВБ*) позволяет объединить 256 модулей в единый экран.

Газоразрядные индикаторные панели переменного тока обладают внутренней памятью, что позволяет создавать на их основе СОИ с большой информационной емкостью. Структурная схема знакографического СОИ на ГИП переменного тока изображена на рис. 5.37. От источника информации *ИИ* по шине данных *ШД* в блок синхронизации и управления *БСУ* поступают данные об адресах ЭО и выполняемой операции записи или стирания информации. *БСУ* передает информацию об адресах на блоки выборки $БВ_x$ и $БВ_y$ по осям *X* и *Y*, а также обеспечивает синхронизацию работы генераторов поддерживающего напряжения по осям *X* и *Y* ($ГПН_X$ и $ГПН_Y$), блоков $БВ_X$ и $БВ_Y$ и генератора рамочного напряжения *ГРН* в зависимости от выполняемой операции.

После отработки команды блок *БСУ* выдает в информационную систему сигнал разрешения подачи новой информации, что необходимо для организации асинхронного режима работы.

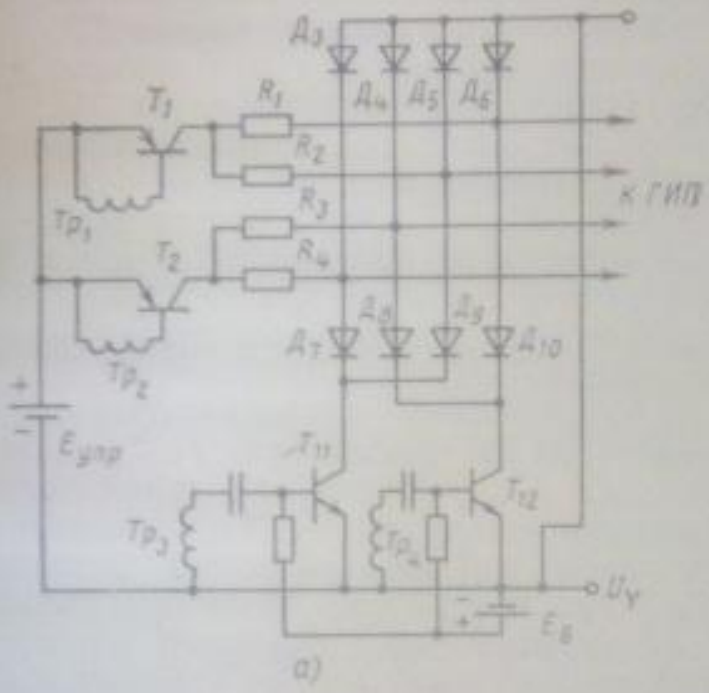
В зависимости от вида отображаемой информации и требуемой скорости ее ввода, а также допустимых аппаратурных затрат блоки адресации могут быть построены по способам функционального, микростроочного и построчного управления. При *функциональном* управлении ввод информации в каждый данный момент времени осуществляется в один ЭО в любой заданной последовательности; при *микростроочном* — информация вводится одновременно в группу ячеек, расположенных в одной строке или одном столбце; при *построчном* — информация одновременно поступает во все ЭО одной строки или одного столбца.

Перечисленные способы характеризуются различным числом линий связи между источниками информации и индикаторным модулем и скоростью ввода информации. При функциональном способе от *ИИ* достаточно передавать адрес ячейки и информацию о режиме записи или стирания. Для ГИП с 512×512 ЭО это требует 9+9+1=19 линий шины данных ШД. При микростроочном способе надо передать информацию «запись или стирание» для большого числа ЭО, однако при этом в результате параллельной адресации укорачивается адрес группы ЭО. Например, для параллельной адресации семи ЭО (случай отображения знаковой информации) число линий для ГИП с 512×512 ЭО равно для

адресации 9÷7, для данных — 7, всего 23. Микростроочный метод обеспечивает повышение скорости ввода информации по сравнению с функциональным в семь раз.

При построчном способе обеспечивается максимально возможная скорость ввода информации, но с большим увеличением числа линий связи. Для того же примера число линий равно: для адресов — 9, для данных — 512, всего 521. Рассмотрим способ реализации блоков структурной схемы рис. 5.37. В состав блока выборки входят дешифратор входного адреса и схемы согласования цифровой логики с индикатором. При построении блока выборки необходимо: 1) обеспечить гальваническую развязку источника поддерживающего напряжения от источника информации; 2) уменьшить количество выходных ключей управления строками и столбцами индикатора. Для построения блоков выборки применяются: 1) диодно-резистивные матрицы совпадений, 2) интегральные транзисторные ключи.

Диодно-резистивный блок выборки последовательного типа для оси Y (строк) и временные диаграммы напряжений, характеризующие работу системы выборки, изображены на рис. 5.38,*а*, *б*. Особенностью схемы является суммирование или вычитание напряжений поддержания и выборки, что позволяет использовать более низковольтные компоненты в схеме выборки. Генератор поддерживающего напряжения создает два уровня напряжения: основной $U_п$, обеспечивающий перезажигание ячеек, и пьедестал $U_{см}$, выполняющий функции напряжения смещения. Для формирования управляющих



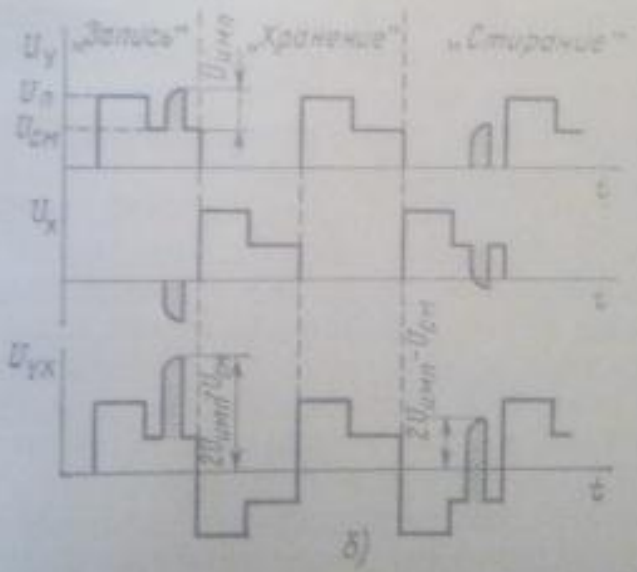


Рис. 5.38. Диодно-резистивный блок выборки ячейки ГИП:
а—схема включения; *б*—диаграммы напряжений

напряжений $U_{имп}$ используется матричный дешифратор, в котором транзисторы T_1, T_2 играют роль источников управляющих импульсов, а транзисторы T_{11}, T_{12}, диоды $Д_5$—$Д_{10}$ совместно с резисторами R_1—R_4 обеспечивают матричную выборку адресов. Нормальное состояние T_1, T_2 — непроводящее, T_{10}, T_{11} — проводящее. Если с помощью сигнала на $Тр_1$ открыть транзистор T_1, а с помощью $Тр_3$ закрыть транзистор T_{11}, то напряжение окажется приложенным ко второй строке ГИП. Сформированный таким образом импульс $U_{имп}$ имеет передний фронт с экспоненциальной формой, определяемой резистором R_2 и емкостью электродной шины.

С помощью аналогичной схемы с измененными полярностями включения диодов, источников питания и p-n-p-транзисторами формируются управляющие импульсы выборки по столбцам.

При записи импульсы блоков $БВ_X$ и $БВ_Y$ складываются с поддерживающим напряжением, которое имеет значение $U_{см}$, так что результирующее напряжение на ЭО равно $2U_{имп}+U_{см}$, что достаточно для зажигания. Стирание осуществляется теми же ключами, возбуждаемыми в другой фазе; результирующее напряжение, прикладываемое к ячейке и равное $2U_{имп}—U_{см}$ вызывает перезажигание только уже включенных ячеек и почти полную разрядку их внутренних емкостей. Диоды $Д_3$—$Д_6$ обеспечивают протекание импульсов тока, создаваемых поддерживающим напряжением, к ГИП, нормально открытые транзисторы T_{11}, T_{12} — протекание импульсов тока противоположного направления. Источники управляющих импульсов на транзисторах T_1, T_2 питаются от изолированного источника $E_{упр}$, соединенного одним полюсом с выходом поддерживающего генератора U_Y. Управляющие транзисторы связаны с источником информации через развязывающие трансформаторы $Тр_1$—$Тр_4$ (на рисунке показаны только их вторичные обмотки). Описываемая схема позволяет одновременно адресовать столько ЭО, сколько в ней имеется источников импульсов, т. е. реализовать микростроочный способ записи информации. Так, для ГИП с 512××512 ЭО экономичный матричный дешифратор может быть выполнен на 16 транзисторах, генерирующих управляющие импульсы, и 32 транзисторах, выбирающих адреса микрорастра. Для частоты поддерживающего напряжения 50 кГц это дает скорость записи $16\times50\,000=0{,}8\cdot10^6$ элементов отображения в секунду.

При построчном способе необходимо большее число ключей, чем при микростроочном или функциональном, что делает целесообразным интегральное выполнение схем выборки на базе ключевых транзисторов. Схема выборки по оси Y показана на рис. 5.39. Схема содержит столько каналов, сколько строк в ГИП. Нормальное состояние T_1 — проводящее, T_3 — непроводящее, источник питания $E_{упр}$ изолирован от «земли».

В отсутствие управляющих сигналов электроды ГИП соединяются с генератором напряжения поддержания U_Y с помощью $Д_4$ для одного направления и с помощью $Д_5$ для другого. Если транзистор T_1 выключается выходным сигналом дешифратора DC, то

T_3 отпирается и на напряжение поддержания разряда (имеющее форму, показанную на рис. 5.38) накладываются импульсы записи или стирания. В схеме использованы «привязанный» к источнику напряжения поддержания разряда дешифратор DC входного кода и схема развязки дешифратора от источника информации. В настоящее время такие схемы выполняются как интегральные и могут управлять 32 каналами ГИП (при одновременной адресации всей строки скорость ввода информации для 512×512 ЭО достигает 512·50 000=25 Мбит/с).

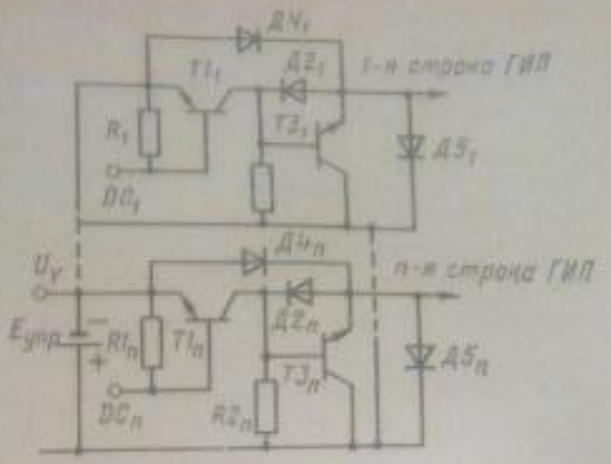


Рис. 5.39. Транзисторная схема выборки

Структурная схема генератора поддерживающего напряжения и диаграммы напряжений на его входах изображены на рис. 5.40,*а*, *б*. Работа генератора происходит следующим образом. При подаче короткого и мощного форсирующего импульса U_3 открывается транзистор T_{11}, который входит в режим насыщения. В результате емкость панели через диод $Д_9$ и транзистор T_{11} разряжается до нулевого уровня, после чего с небольшим запаздыванием

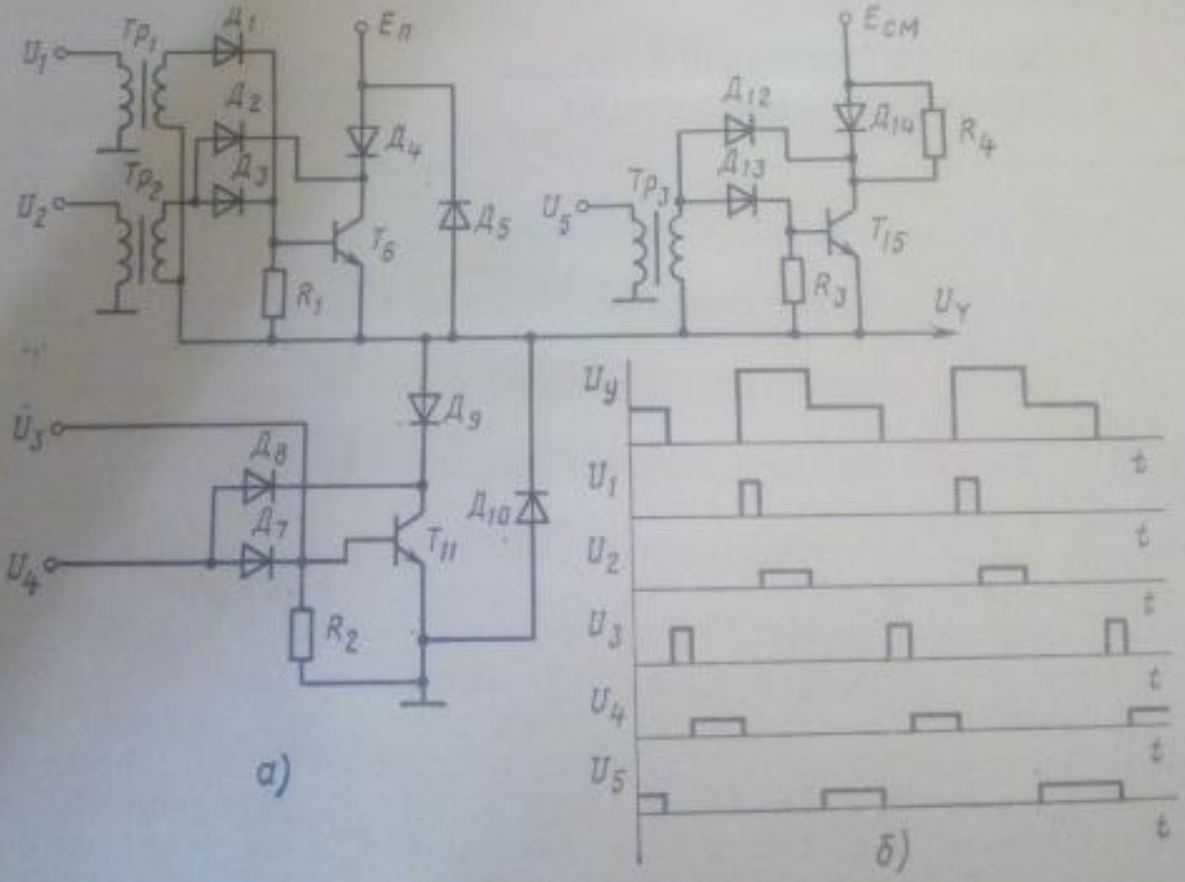


Рис. 5.40. Генератор поддерживающего напряжения:
а—схема включения; *б*—диаграммы напряжений

через $Д_9$ и T_{11} проходит импульс разрядного тока включенных ячеек панели. В дальнейшем ток ГИП резко спадает и достаточно подавать длинный и менее мощный импульс U_4, поддерживающий транзистор T_{11} в открытом состоянии. Диоды $Д_7$ и $Д_8$ создают отрицательную обратную связь между коллектором и базой, исключающую насыщение транзистора T_{11}. Благодаря этому после окончания импульса U_4 транзистор T_{11} быстро выключается, чему способствует небольшое значение сопротивления резистора R_2.

С небольшим временным сдвигом, необходимым для рассасывания зарядов в T_{11}, подается короткий форсирующий импульс U_1, включающий транзистор T_6, чем обеспечивается зарядка емкости ГИП до напряжения $E_п$. Длинный маломощный импульс U_2 поддерживает это напряжение. Работа транзистора T_6 аналогична работе T_{11}, но так как эмиттер T_6 не заземлен, то базовые сигналы подаются с помощью развязывающих трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$. Диоды $Д_5$ и $Д_{10}$ обеспечивают протекание токов обратного направления, возникающих при формировании импульсов напряжения поддержания разряда по координате U_X. После небольшой паузы включается транзистор T_{15}, обеспечивающий подачу на ГИП напряжения $E_{см}$. При этом через ячейки не проходят импульсы разрядного тока, поэтому транзистор T_{15} вводить в насыщение не требуется, т. е. на него достаточно подавать только маломощный длинный импульс U_5.

ГЛАВА 6

Микропроцессорные системы отображения информации

§ 6.1. Общие принципы построения

Ранее были рассмотрены основные методы построения СОИ в виде устройств с «жесткой» структурой, представляющих собой интегральные схемы и другие электронные компоненты, устанавливаемые на схемных платах и соединенные между собой проводниками. Основными недостатками таких устройств являются узкая специализация и вытекающие отсюда трудности создания аппаратуры с высокой степенью интеграции и унификации. Действительно, практически любое радиоэлектронное устройство обработки информации может быть реализовано в виде одной или нескольких больших или сверхбольших интегральных схем (БИС или СБИС). Однако разработка и выпуск таких заказных БИС или СБИС часто оказываются неэффективными из-за: сложности проектирования логических схем, обусловленной нерегулярностью структуры межсоединений отдельных активных элементов, расположенных на подложке; уменьшения среднего объема выпуска и увеличения стоимости отдельного кристалла из-за узкой области применения

данной БИС/СБИС; в результате заказные БИС/СБИС часто оказываются невыгодными для изготовителя и заказчика.

Дальнейшее повышение степени интеграции достигается благодаря переходу от устройств с жесткой структурой (называемых аппаратными средствами) к программно-перестраиваемым средствам, называемым программируемым оборудованием. Типичным примером программируемого оборудования является универсальная ЭВМ, перестройка которой сводится к замене заложенной в память программы. Однако из-за дороговизны, сложности и громоздкости обычных ЭВМ их применение в качестве специализированных устройств было неэффективным. Только появление микропроцессоров (МП), полупроводниковой памяти большого объема, а также создание ряда универсальных интерфейсных БИС, обеспечивающих согласование с обычными аппаратными средствами, позволило решить проблему широкого внедрения программируемого оборудования.

Использование МП-техники не только унифицирует электронные устройства отображения информации и уменьшает число компонентов на плате, но сокращает срок разработки и расширяет функции, выполняемые устройством, вплоть до создания «интеллектуальных» дисплеев, способных обрабатывать тексты, т. е. осуществлять техническое редактирование, сдвиг по горизонтали или вертикали, подчеркивание слов или фраз, раздвижку и т. п.

Рассмотрим кратко типовой МП и МП-систему, а также особенности программирования МП. Начнем с основных определений.

Микропроцессор — программно-управляемое устройство, непосредственно осуществляющее процесс обработки цифровой информации и управление им и построенное на основе одной или нескольких больших (сверхбольших) интегральных схем.

Микро-ЭВМ — электронная вычислительная машина, состоящая из микропроцессора, полупроводниковой памяти, средств связи с периферийными устройствами и при необходимости пульта управления и источника питания, объединенных общей несущей конструкцией.

Микропроцессорная система — построенная на основе микропроцессора или микро-ЭВМ специализированная цифровая система обработки данных.

Типовая структура простейшей МП-системы с магистральной организацией связей функциональных блоков показана на рис. 6.1. Она типична для широко распространенного однокристального МП К580ИК80. Основным назначением МП-системы является обмен информацией с внешними устройствами и ее обработка. При этом МП-система действует под управлением программы, записанной в ПЗУ, в котором также могут храниться необходимые для работы константы (например, формы знаков); переменные данные размещаются в ОЗУ. Отдельные блоки соединяются между собой линиями, объединяемыми по сходству назначения в шины. Число линий в шине обычно соответствует разрядности передаваемого слова. С помощью 16-разрядной шины адресов (ША) обеспечивается вы-

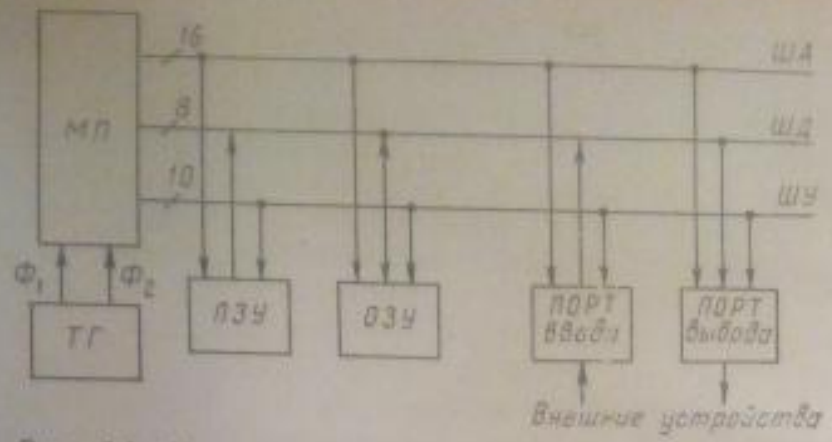


Рис. 6.1. Микропроцессорная система с магистральной организацией связей

бор одной из 2^{16}=65 536 (64 К) ячеек памяти. Синхронизация работы МП, ПЗУ, ОЗУ памяти или внешнего устройства при обмене информацией производится с помощью сигналов сопровождения информации, передаваемых по 10-разрядной шине управления (ШУ). По 8-разрядной шине данных (ШД) передаются команды и данные. Ограниченное число внешних выводов микропроцессора приводит к необходимости использования для передачи информации двунаправленной шины данных.

Для сопряжения с внешними (по отношению к МП-системе) устройствами применяются различные интерфейсные компоненты. Простейшими из них являются буферные регистры, обеспечивающие ввод (*Порт ввода*) или вывод (*Порт вывода*) данных, имеющие логику для выборки ИМС, формирующие сигналы запроса на прерывание основной программы, а также обеспечивающие электрическое сопряжение компонентов. Более сложные программируемые интерфейсные компоненты (периферийные адаптеры) рассматриваться не будут. Типичными внешними устройствами в системах отображения информации кроме индикатора являются клавиатура, ЭВМ, графопостроитель, БЗУ регенерации.

Как и любая ЭВМ, микропроцессор синхронизируется тактовыми импульсами, формируемыми тактовым генератором *ТГ*. Для тактирования К580ИК80 используется двухфазная система импульсов Φ_1 и Φ_2, максимальная тактовая частота этого МП — 2 МГц. С помощью 3—5 тактов формируется машинный цикл, за который МП выполняет определенную часть команды. Информация о машинном цикле в начале его выполнения передается в МП-систему в виде восьмиразрядного слова состояния, отдельные биты которого используются для установления связей с модулями системы. Разряды этого слова *D0—D7* означают соответственно: INTA — признак подтверждения прерывания; $\overline{WO}$ — признак выполнения в данном цикле записи в память или вывода данных; STACK — признак выдачи по ША адреса зоны ОЗУ, используемой как стек; HLTA — признак останова МП после поступления команды HALT; OUT — признак наличия на ША адреса устройства вы-

вода, а на ШД — данных, M_1 — признак выборки первого байта команды, т. е. исполнения машинного цикла ВЫБОРКА КОМАНДЫ; INP — признак наличия на ША адреса устройства ввода, а на ШД — вводимой информации MEMR — признак выполнения чтения из памяти. Полная команда формируется из нескольких (1—5) машинных циклов.

Значительная часть времени работы МП-системы тратится на обмен информацией между МП, ЗУ и внешними устройствами. Для управления этим обменом кроме слова состояния используются микроприказы (однобитовые слова), передаваемые по шине управления. Основные линии, идущие от МП к системе, используемые для передачи микроприказов: СИНХР — синхроимпульс, вырабатываемый в начале каждого машинного цикла; Чт — чтение — появление сигнала «1» на этом выходе означает готовность микропроцессора к приему информации с ШД; Зп — запись — сигнал «0» на этом выходе означает выдачу информации по ШД; ОЖД — сигнал «1» на этом выходе означает состояние ожидания микропроцессором прихода информации извне; РПР — сигнал «1» на этом выходе означает разрешение прерывания основной программы; ПРЗХВ — признак режима ЗХВ.

По встречным линиям от системы к МП передаются следующие микроприказы: СБРОС — при подаче «1» на этот вход происходит начальная установка всех регистров МП; ГОТ — ЗУ или внешнее устройство ввода должны подать на этот вход сигнал «1»; пока этого не произойдет, МП находится в состоянии ОЖД; ЗПР — сигнал запроса со стороны внешних устройств на прерывание;

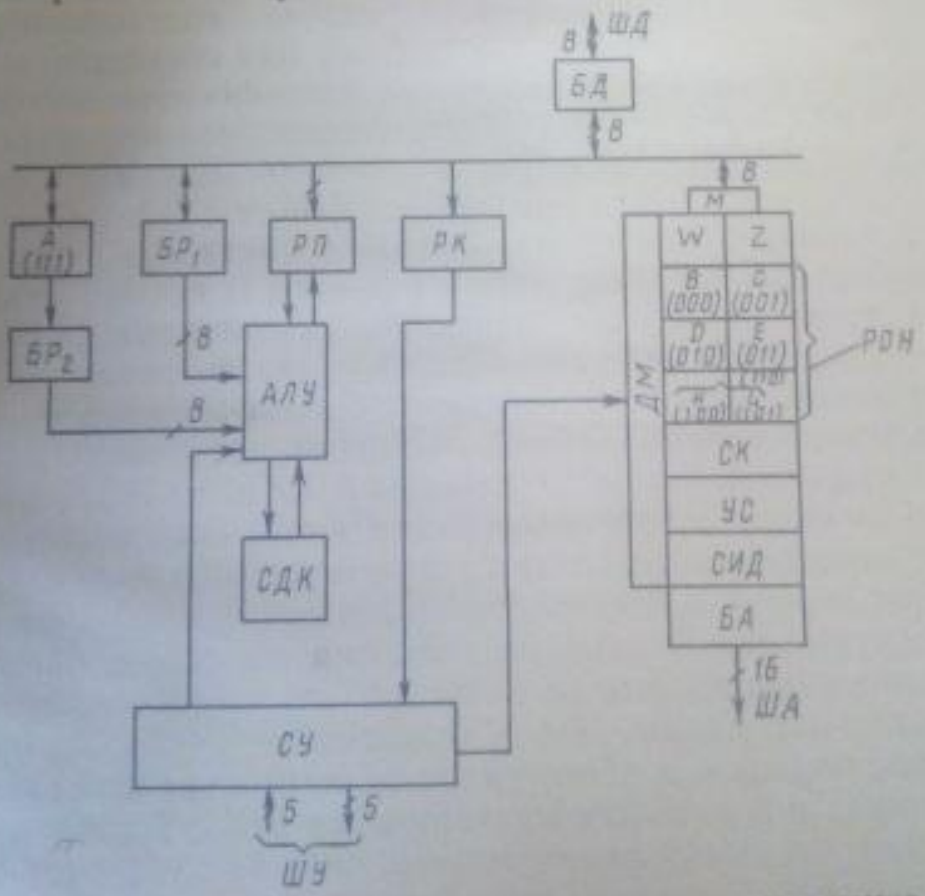


Рис. 6.2. Структурная схема микропроцессора К580ИК80

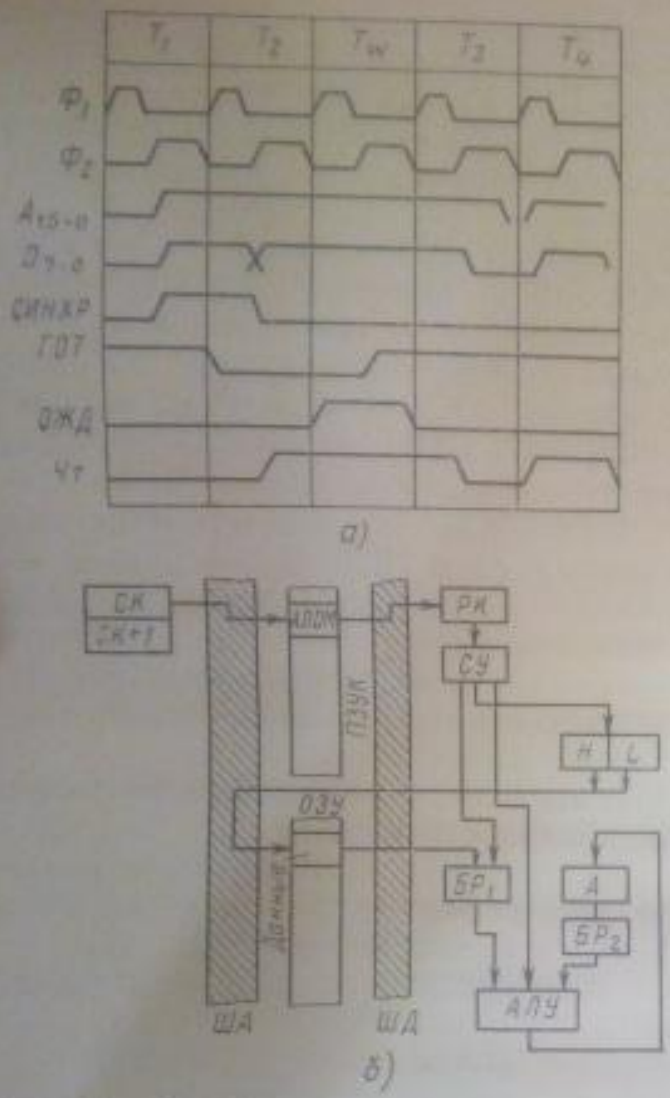


Рис. 6.3. Отработка исполнения команд: *а* — временная диаграмма цикла ВЫБОРКА КОМАНДЫ; *б* — операционная схема ADD M

ЗХВ — при сигнале «1» на этом входе МП отключается от ША и ШД.

Для пояснения функционирования МП и назначения основных его блоков рассмотрим структурную схему МП К580ИК80 (рис. 6.2), временну́ю диаграмму исполнения основного машинного цикла ВЫБОРКА КОМАНДЫ (рис. 6.3,*а*) и операционную схему исполнения команды сложения содержимого аккумулятора с памятью ADD *M* (рис. 6.3,*б*).

В такте T_1 МП передает содержимое счетчика команд СК в буферный регистр адреса БА и тем самым выставляет на ША адрес очередной команды A_{15-0}. В этом же такте на линию СИНХР выдается сигнал «1», указывающий начало машинного цикла, а по ШД передается восьмибитовое слово состояния, содержащее признаки машинного цикла ВЫБОРКА КОМАНДЫ.

После окончания сигнала СИНХР в такте T_2 буфер данных БД переводит МП в режим чтения (Чт=1). В такте T_2 также производится проверка готовности внешнего устройства или ЗУ к обмену информацией с МП. Пока на входе не появится сигнал «1», МП находится в состоянии ожидания (ОЖД=1) и идут пустые такты T_W. Когда, наконец, ГОТ=1, МП переходит к такту T_3 и осуществляется прием одного байта команды ADD M из ПЗУ. Эта команда по ШД попадает в регистр команд РК. На этом первый машинный цикл команды заканчивается во втором машинном цикле система управления СУ, дешифрует команду и превращает ее в серию микроприказов. Первый из этих микроприказов обеспечивает объединение содержимого регистров *H* и *L*, которые поступают на ША и выбирают данные *D*7—*D*0 в ячейке ОЗУ. Одновременно вторым микроприказом обеспечивается адресация буферного регистра $БР_1$, куда и записываются данные из ОЗУ. Третий микроприказ воздействует на арифметическое логическое устройство (АЛУ)

таким образом, что эта комбинационная схема складывает содержимое $БР_1$ (второй операнд) и $БР_2$ (первый операнд) и помещает результат в аккумулятор A. Предполагается, что первый операнд был предварительно загружен в аккумулятор, например, командой *LDA*.

Обязательным в машинном цикле ВЫБОРКА КОМАНДЫ являются только такты T_1—T_3, такт T_4 используется для исполнения команды.

В случае 2—3 байтовых команд первый байт команды заносится в *РК*, второй — в регистр *W*, а третий — в регистр *Z*.

Кроме рассмотренных компонентов МП К580ИК80 содержит:

регистр признаков РП. После выполнения операции АЛУ вырабатывает признаки, влияющие на дальнейшую работу устройства: нулевого результата $Z=1$; переноса $C=1$; отрицательного результата $N=1$; четности результата $P=1$; полупереноса из младшей тетрады в старшую $H=1$;

схему десятичной коррекции *СДК* для преобразования данных из двоичной в двоично-десятичную систему счисления;

схему инкремента/декремента *СИД*, позволяющую соответственно увеличивать/уменьшать на единицу содержимое регистров общего назначения РОН, СК, указателя стека УС (стек — область ОЗУ, обращение к которой не требует указания адреса в команде). Выбор одного из регистров *W*, *Z*, *B*, *C*, *D*, *E*, *H*, *L*, *СК*, *УС*, *СИД* осуществляется демультиплексором *ДМ* и мультиплексором *М*, регистры *B*, *C*, *D*, *E*, *H*, *L*, *A* адресуются программно (адреса указаны в скобках).

Применение стека весьма эффективно при работе с подпрограммами, когда приходится сначала запоминать, а затем восстанавливать состояние внутренних регистров. В режиме записи информации входное слово направляется по адресу, хранимому в указателе стека, содержимое которого затем уменьшается на единицу. В режиме чтения содержимое *УС* предварительно увеличивается на единицу. Большое число обращений к подпрограммам, характерное для МП-систем, связано с наличием в наборе команд МП только простейших операций, а также с необходимостью использования прерываний, когда МП обеспечивает управление объектом в реальном времени или обслуживает несколько объектов. Прерывания эффективны при работе с медленными устройствами ввода—вывода, когда целесообразно, чтобы МП не простаивал в ожидании их готовности, а включался по запросу.

Отработка прерывания осуществляется по команде RST, поступающей по шине данных в МП от источника запроса на прерывание, подающего сигнал 1 на вход ЗПР. В конце последнего машинного цикла выполнения каждой команды состояние входа ЗПР анализируется. Если ЗПР равно единице и (разрешение прерывания) РПР равно единице, то МП входит в специальный цикл, во время которого формируется признак INTA в слове состояния. Последний используется для синхронизации передачи из прерывающего устройства в МП адреса прерывающей программы. Код

команды RST вида 11AAA111 используется для формирования (AAA)·2^3 адреса прерывающей программы. Код записывается в СК, после чего начинается выполнение подпрограммы обслуживания. Возврат к основной программе обеспечивается по команде RETURN.

Режим прямого доступа в память (ПДП) позволяет осуществить непосредственно передачу данных между устройством ввода — вывода и ЗУ, что важно для повышения скорости такого обмена. В режиме ПДП выполнение основной программы МП откладывается, но в отличие от режима прерывания здесь не требуется пересылки содержимого СК и других регистров в стек при входе в подпрограмму и восстановления его при выходе из подпрограммы.

ПДП имеет приоритет по обмену по сравнению с другими режимами. Запрос от устройства ввода — вывода на обмен информацией с ЗУ поступает на вход ЗХВ схемы управления МП. При готовности внешнего устройства вырабатывается сигнал 1 на линии ПРЗХВ (признак захвата) ШУ буфера БД и БА переходят в состояние высокого сопротивления, отключая МП от шин.

Сигнал ПРЗХВ поступает в специальную схему управления режимом ПДП (так называемый контроллер ПДП), которая на один машинный цикл захватывает шины ША и ШД и обеспечивает передачу байта информации непосредственно в память. После окончания цикла ПДП сигнал ПРЗХВ сбрасывается и система возвращается к выполнению текущей программы.

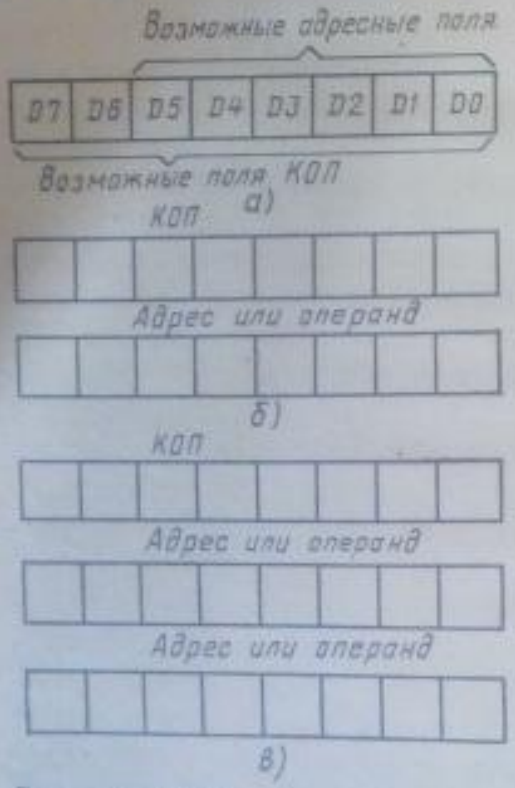


Рис. 6.4. Форматы команд, используемые в МП К580ИК80: а—однобайтовый; б—двухбайтовый; в—трехбайтовый

Типовой набор команд МП К580ИК80, содержит команды пересылки, арифметических и логических операций, команды условных и безусловных переходов, управления стеком, вводом — выводом и состояниями МП. Общее количество этих команд равно 111.

Используемые в МП команды имеют одно-, двух- или трехбайтовый формат (но не более), что иллюстрируется рис. 6.4. Все команды имеют два поля: а) кода операции КОП; б) адреса или операнда. С помощью однобайтовых команд может осуществляться косвенная адресация (в команде указывают адрес регистра, где хранится адрес операнда). Пример такой команды на языке Ассемблера MOV r, M, а в машинных кодах — 01 DDD 110.

Команда приказывает МП передать в регистр, адрес которого задается полем *D5D4D3*, содержимое ячейки памяти с адресом, хранимым в регистрах H (старший полуадрес) и L (младший полуадрес).

Однобайтовые команды могут также использоваться для пересылки операндов из регистра в регистр. Например, на языке Ассемблера MOV r1, r2, а в машинных кодах — 01DDDSSS (передать данные из регистра r2 с адресом, заданным *S2S1S0*, в регистр r1 с адресом, заданным *D5*, *D4*, *D3*).

При необходимости выполнения арифметических или логических операций для сокращения длины команд используется одноадресная система. В этом случае в команде указывается адрес только одного операнда, второй, а также результат операции всегда размещены в аккумуляторе. Примером такой команды может служить на языке Ассемблера ADD r или в машинных кодах 10 000 SSS (содержимое регистра с адресом, помещенным в *S2S1S0*, сложить с содержимым аккумулятора). Сокращенная запись, которой будем придерживаться дальше: (A)←(A)+(r1).

Двухбайтовый формат часто используется для так называемой непосредственной адресации, при которой во втором байте находится операнд, над которым выполняется действие. При записи на языке Ассемблера будем придерживаться следующей структуры МЕТКА: ОПЕРАТОР ОПЕРАНД; КОММЕНТАРИЙ. В командах с непосредственной адресацией между адресом и константой должна быть запятая; метка и комментарий не обязательны.

Пример такой команды на языке Ассемблера ADI, 32

11000110
00100000
т. е. (A)←(A)+32

Еще одна разновидность адресации, применяемая в МП-системах, — это прямая адресация, при которой адрес входит в команду. При двухбайтовом формате этот адрес указывается во втором байте, а при трехбайтовом — во втором и третьем байтах команды. Двухбайтовый формат с прямой адресацией применяется для выбора внешних устройств, число которых для микропроцессорной системы на базе К580 не должно превышать $2^8=256$. Например, по команде

OUT 250
11010011
11111010
(ПОРТ 250)←(A)

содержимое аккумулятора выдается на ШД для передачи порту вывода, номер которого задан вторым байтом команды.

Трехбайтовый формат используется для прямой адресации памяти, число ячеек которой может достигать $2^{16}=64$К. В этом случае во втором байте команды находится младший полуадрес, а в

третьем — старший полуадрес ячейки памяти, в которой хранится операнд. Например,

LDA4144
00111010
00110000
00010000
(A)←[(байт 3) (байт 2)]

Трехбайтовый формат может применяться и для непосредственной адресации. Например,

LXI B, 4144
00000001
00110000
00010000
(B)←(байт 3), (C)←(байт 2).

§ 6.2. Телевизионные средства отображения информации с микропроцессорной системой управления

При решении многообразных задач управления часто необходимо изменять форму представления информации. Применительно к буквенно-цифровой информации это сводится к изменению формата знаков, их размеров или ориентации, компоновке текста в виде таблиц или формуляров, страничной организации текста и т. д. Еще более разнообразны формы представления графической информации. Использование программно-управляемых средств обеспечивает значительное удешевление систем отображения информации. Программный принцип управления реализуется путем включения в СОИ дисплейного процессора.

Структурная схема буквенно-цифрового телевизионного СОИ с микропроцессорной системой управления показана на рис. 6.5.

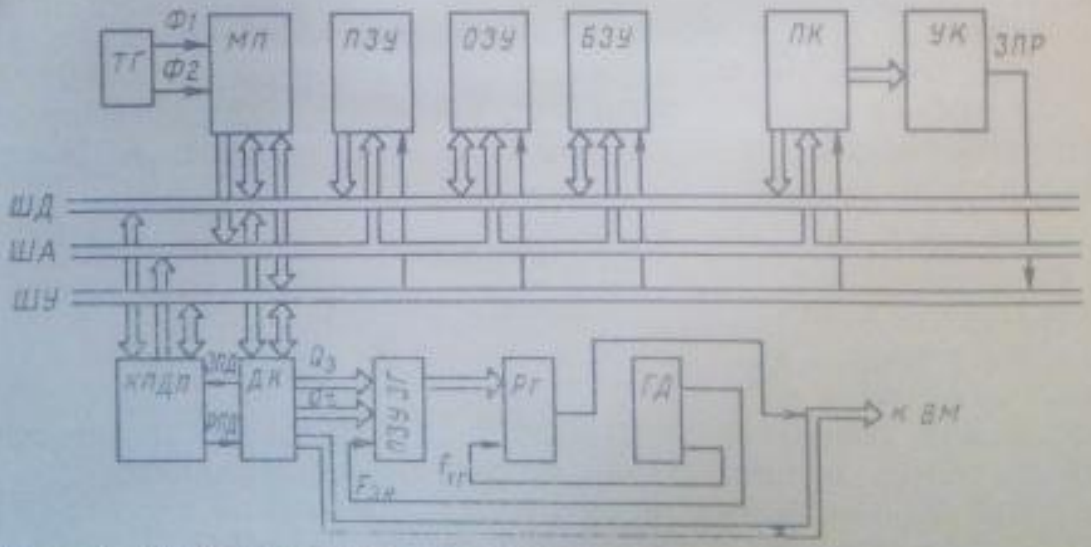


Рис. 6.5. Структурная схема буквенно-цифрового дисплея телевизионного типа с микропроцессорным управлением

Устройством ввода УВВ информации в приведенной структуре является устройство клавиатуры *УК*, связанное с МП-системой через порт связи *ПК*. Телевизионное СОИ связано с МП-системой через дисплейный контроллер *ДК* и контроллер прямого доступа к памяти *КДП*.

В общем случае в эту систему в качестве УВВ входят и другие источники информации. Весь массив памяти МП-системы разбит на три области: область *ПЗУ*, область *ОЗУ* и область *БЗУ*. В постоянном запоминающем устройстве хранятся программы ввода и вывода информации от соответствующих источников, ее компоновки в *БЗУ* и редактирования. В *ОЗУ* размещаются данные, которые должны храниться в процессе обработки программы. В *БЗУ* хранятся коды знаков отображаемой информации в объеме одной или нескольких страниц.

Регенерация изображения осуществляется под управлением дисплейного контроллера, который организует с помощью контроллера прямого доступа к памяти *КПДП* выборку кодов знаков из *БЗУ*, передачу их на вход *ПЗУ* знакогенератора, синхронизацию развертки видеомонитора *ВМ* и ряд других операций управления работой дисплея. Синхронизация работы микропроцессорной системы осуществляется тактовым генератором *ТГ*; синхронизация работы СОИ в режиме регенерации изображения осуществляется задающим генератором дисплея *ГД*. Информация о графике знаков хранится в ПЗУ знакогенератора (*ПЗУ ЗГ*). Параллельный код с выхода *ПЗУ ЗГ* параллельно-последовательным регистром *Рг* преобразуется в последовательность импульсов управления видеосигналом.

Рассмотрим подробнее некоторые режимы работы приведенной системы.

Режим ввода информации с устройства клавиатуры. Ручной ввод информации производится с устройства клавиатуры *УК*, которое соединяется с шиной адреса и шиной данных через порт *ПК*, в качестве которого может использоваться многорежимный буферный регистр с дешифратором адреса.

Блок-схема алгоритма ввода знаков с клавиатуры представлена на рис. 6.6. Как было показано в § 3.7, код нажатой клавиши определяется последовательной адресацией (сканированием) клавиш, составляющих клавиатуру. В *УК* входят матрица клавиш, дешифратор адреса строки матрицы и мультиплексор (см. рис. 3.30). Код адреса на вход дешифратора и мультиплексора поступает через порт *ПК*. При совпадении этого кода с кодом адреса нажатой клавиши на выходе мультиплексора *УК* возникает сигнал логической единицы, который используется как сигнал запроса прерывания *ЗПР*.

Перед сканированием клавиатуры в регистры *B*, *C* (см. рис. 6.2) *МП* загружается адрес ячейки БЗУ, куда производится запись. Подпрограмма ввода данных INPUT начинается с выдачи из аккумулятора предварительно загруженного кода первой клавиши и проверки совпадения выведенного кода с кодом нажатой кла-

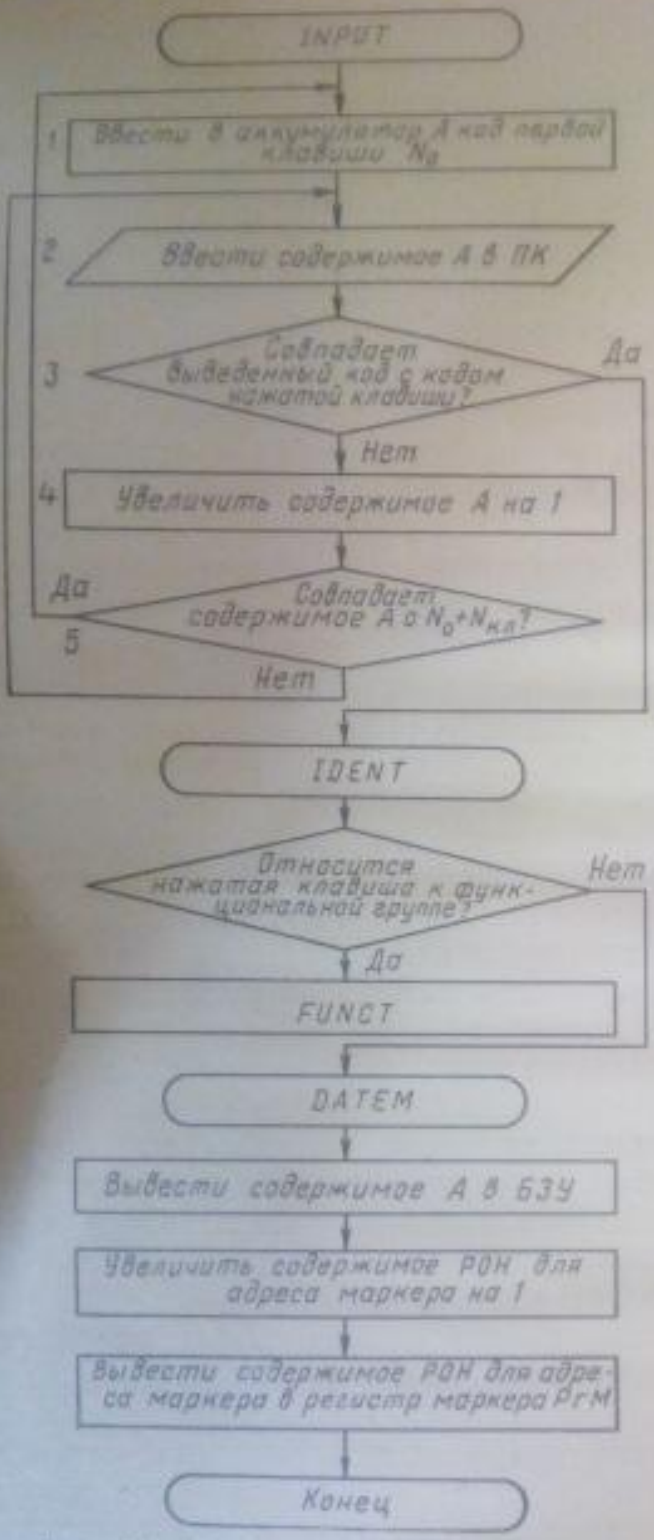


Рис. 6.6. Блок-схема алгоритма ввода данных с клавиатуры

виши. При совпадении происходит переход к подпрограмме идентификации функций клавиш IDENT. В противном случае содержимое аккумулятора увеличивается на единицу. После этого анализируется число циклов прохождения подпрограммы INPUT. Если содержимое аккумулятора совпадает с кодом последней клавиши $N_0+N_{кл}$ (здесь $N_{кл}$ — полное число клавиш, включающее знаковые и функциональные клавиши), то происходит возврат к начальному состоянию подпрограммы и цикл сканирования повторяется. В противном случае инкрементированное содержимое аккумулятора выводится в порт ПК и выполняется очередной цикл сканирования.

Подпрограмма IDENT должна обеспечить опознание функции нажатой клавиши. Если клавиша относится к группе знаковых, то происходит переход к подпрограмме ввода данных DATEM, в противном случае — к подпрограмме выполнения функций FUNKT.

Подпрограмма DATEM обеспечивает перенос содержимого аккумулятора, соответствующего коду нажатой клавиши, в ячейку БЗУ. После записи необходимо обеспечить сдвиг адреса маркера на единицу для чего содержимое регистров, где хранится адрес маркера, инкрементируется и переносится в регистр положения маркера RGM, размещенный в дисплейном контроллере *КД*.

Программа на Ассемблере, реализующая алгоритм блок-схемы рис. 6.6, приведена в табл. 6.1.

После вывода содержимого аккумулятора в ПК по команде

Таблица 6.1

Метка команды	Мнемокод операции	Адрес или операнд	Комментарий	Число такт/байт
INPUT:	MVI A	N_0	Загрузить непосредственно в аккумулятор номер первой клавиши N_0	7/2
	EI		Разрешение прерываний	4/1
L1	OUT		(ПК)←(A)	10/2
	NOP		Временная задержка	4/1
	INR A		(A)←(A)+1	5/1
	CPI	$N_{кл}+N_0$	Если (A)=$N_0+N_{кл}$, то Z=1, иначе Z=0	7/2
	JNZ	L1	Если Z=0, то переход к метке L1, иначе к следующей команде	10/3
	JMP	INPUT	Безусловный переход к метке INPUT	10/3
IDENT	CPI	Q_{Fmax}	Если (A)<Q_{Fmax}, то C_y=1, иначе C_y=0	7/2
	JNC	DATEM	Если C_y=0, то переход к метке DATEM, иначе к следующей команде	10/3
		L, A	(L)←(A)	5/1
	PCHL		$(CK)_H$←(H) Переход к $(CK)_L$ (L) подпрограмме	5/1
DATEM	STAX D		Запоминание содержимого A в БЗУ [(D) (E)]←(A)	7/1
	INX D		(D) (E)←(D) (E)+1	5/1
	XCHG		Обмен между регистрами	4/1
			(H)←→(D), (L)←→(E)	
	SHLD M		Вывод адреса маркера	16/3
			в RGM	
			[<B_2><B_3>]←(L)	
			[<B_2><B_3>+1]←(H)	
	XCHG		(H)←→(D), (L)←→(E)	4/1
	HLT		Останов	7/1

OUT необходимо организовать временну́ю задержку, для чего используется команда *NOP* (пустая операция), которая позволяет компенсировать временну́ю задержку момента формирования сигнала INT, вносимую схемами ПК и устройства клавиатуры. Если не вводить команду NOP, то МП может получить запрос на прерывание с опозданием, т. е. после начала выполнения следующей команды INRA (увеличение содержимого аккумулятора на 1). Сравнение содержимого аккумулятора с числом $N_0+N_{кл}$ осуществляется с помощью команды CPI — сравнения содержимого

аккумулятора с константой, которая задается вторым байтом команды. Возвраты от блока *5* (рис. 6.6) осуществляются командой условного перехода по нулевому результату к метке L1 и командой безусловного перехода к метке INPUT. При получении входного сигнала ЗПР МП переходит к подпрограмме IDENT. Клавиатура разбита на две основные группы — знаковых клавиш и функциональных, управляющих процессом редактирования и выполнения служебных команд. Стандартные кодовые комбинации функций Q_F имеют меньшие значения, чем комбинации знаков $Q_{зн}$. Это позволяет использовать для разделения групп команду CPI сравнения содержимого аккумулятора с Q_{Fmax} — максимальной кодовой комбинацией для функциональных клавиш. Если код нажатой клавиши относится к функциональной группе то содержимое аккумулятора меньше константы Q_{Fmax} и после выполнения команды CPI признак переноса C_y перейдет в единичное состояние. Следующей командой условного перехода по отсутствию переноса *JNC* обеспечивается переход: к подпрограмме ввода знака в БЗУ DATEM, если $C_y=0$, или к следующим операциям выбора подпрограммы функции нажатой клавиши при $C_y=1$. Выбор подпрограммы функции осуществляется командой PCHL загрузки счетчика команд содержимым регистров (*H*) и (*L*). В регистр *H* предварительно загружаются нули, в *L* заносится содержимое аккумулятора. Таким образом, в результате исполнения подпрограммы IDENT организуется обращение к ячейке памяти ПЗУ с адресом, определяемым кодом нажатой функциональной клавиши. Адресуемая содержимым регистров *H*, *L* ячейка памяти содержит однобайтовую команду, обеспечивающую переход к началу подпрограммы.

По подпрограмме ввода знака в БЗУ DATEM содержимое аккумулятора, соответствующее коду знака, выводится в БЗУ, а по адресу, записанному начальной программой или программой редактирования,— в пару регистров *D*, *E*. Затем для сдвига на одно знакоместо маркера содержимое регистров *D*, *E* инкрементируется.

Перенос содержимого в регистр *РГ* осуществляется следующими командами. Сначала содержимое регистров *D*, *E* переносится в пару регистров *H*, *L* командой обмена содержимого регистров XCHG, затем командой SHLD содержимое этих регистров заносится в *Рг*, адрес которого задается, как адрес ячейки памяти ОЗУ. После этого восстанавливается предыдущее содержание регистров путем повторного обмена по команде XCHG. Приведенная программа обычно дополняется операциями, устраняющими влияние дребезга контактов, обнаруживающими одновременное нажатие нескольких клавиш, а также предотвращающими многократную фиксацию нажатой клавиши. Инициирование программы опроса клавиатуры осуществляется тактовыми сигналами устройства синхронизации каждые 10—20 мс, причем этот опрос, а также и ввод информации целесообразно производить во время обратного хода телевизионной развертки.

Режим формирования и регенерации изображения. Управление режимом формирования и регенерации изображения полностью осуществляется дисплейным контроллером *ДК*, в качестве которого используется БИС программируемого контроллера КР580ВГ75. На рис. 6.7 приведена структурная схема указанной БИС. Двусторонний обмен данными с микропроцессорной системой осуществляется через восьмиразрядный буфер данных *БД*.

Блок управления *БУ* содержит регистры команд, параметров и состояния. *БУ* формирует сигналы управления чтением $\overline{Чт}$, записью $\overline{Зп}$, а также запрос прямого доступа к памяти *ЗПД* и запрос прерывания *ЗПР*, а также организует прием сигнала разрешения прямого доступа $\overline{РПД}$.

Два буферных *ЗУ* ($ЗУ_{тс}$) обеспечивают хранение информации в объеме двух текстовых строк по 80 знаков в строке. Два $ЗУ_{тс}$ работают поочередно; в то время, когда содержимое одного из них отображается на экране, в другой переписывается соответствующая информация из БЗУ. Вводом информации в $ЗУ_{тс}$ управляет контроллер входного буфера ($К_{вх}Б$), выводом информации — контроллер выходного буфера ($К_{вых}Б$).

ДК включает в себя также часть устройства адресации и синхронизации ТВ ОСИ. Счетчик знакомест $Сч_{зн}$ обеспечивает считывание знаков в $ЗУ_{тс}$ с частотой $F_{зн}$. Счетчик строк *СчZ* обеспечивает развертку знака по вертикали при считывании информации о графике знаков с ПЗУ знакогенератора *ПЗУ ЗГ*. Счетчик текстовых строк $Сч_{тс}$ обеспечивает синхронизацию считывания информации с БЗУ в $ЗУ_{тс}$ контроллера. Счетчики $Сч_{зн}$, *Счz* и $Сч_{тс}$ являются программируемыми, что позволяет программно задать число знаков в строке (от 1 до 80), число телевизионных строк в

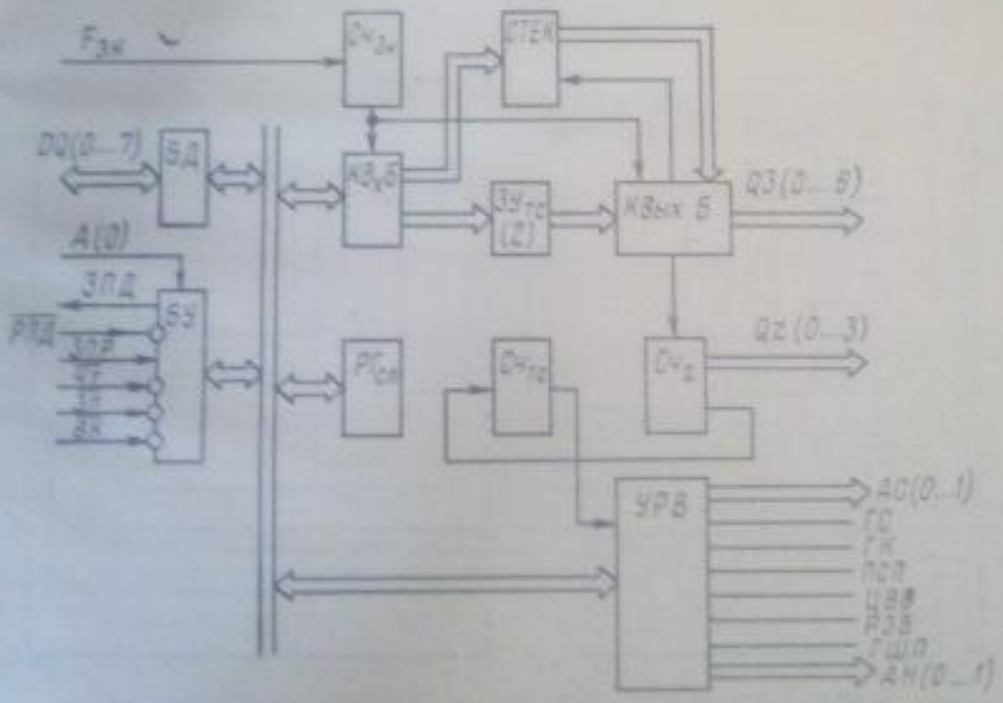


Рис. 6.7. Структурная схема дисплейного контроллера

текстовой строке (от 1 до 16) и число текстовых строк в кадре (от 1 до 64). Блок управления разверткой и видеосигналом *УРВ* формирует следующие управляющие сигналы: *ГС* — гасящий строчный сигнал; *ГК* — гасящий кадровый сигнал; *АС* — коды атрибутов строк; *АН* — коды атрибутов общего назначения (расшифровываются внешними схемами); *ГШЛ* — сигналы гашения нуля; *ИВС* — инверсия видеосигнала; *РЗВ* — разрешения видеосигнала; *ПСП* — подсветка позиций.

При работе *ДК* информация из БЗУ через контроллер ПДП поступает в буферное $ЗУ_{тс}$ с частотой $F_{зн}$, коды знаков *QЗ* параллельно (код КОИ-7) выводятся на адресные входы *ПЗУ ЗГ*. Информация о графике одной строки знака из *ПЗУ ЗГ* выводится b_5' — разрядным кодом в регистр *Рг*, с которого затем считывается последовательно с частотой $f_{тг}$ на вход видеоусилителя видеомонитора *ВМ*. Развертка знака по вертикали организуется с помощью сигналов *QZ* контроллера.

С помощью контроллера, задав соответствующие коды атрибутов поля, можно сформировать дополнительные признаки знаков, такие, как мерцание, негатив, засветка, подчеркивание. Кроме того, с помощью кодов атрибутов знака формируется комбинация сигналов АС, ГШЛ и РЗВ, позволяющая формировать набор графем для формирования графической информационной модели без использования ПЗУ ЗГ.

В программе, приведенной в табл. 6.2, опущены операции по внесению содержимого регистров *D*, *E* в *RGM*.

Пример 6.1. Разработать структурную схему устройства клавиатуры и схемы интерфейса (порт *К*). Число клавиш 128, число устройств ввода — вывода 1.

Используя двухкоординатный принцип адресации, располагаем клавиши в узле матрицы размерностью 8×16. Выбор ряда матриц осуществляется дешифратором 8 из 3, опрос клавиш в ряду — мультиплексором *М* (из 16 в 1) (рис. 6.8).

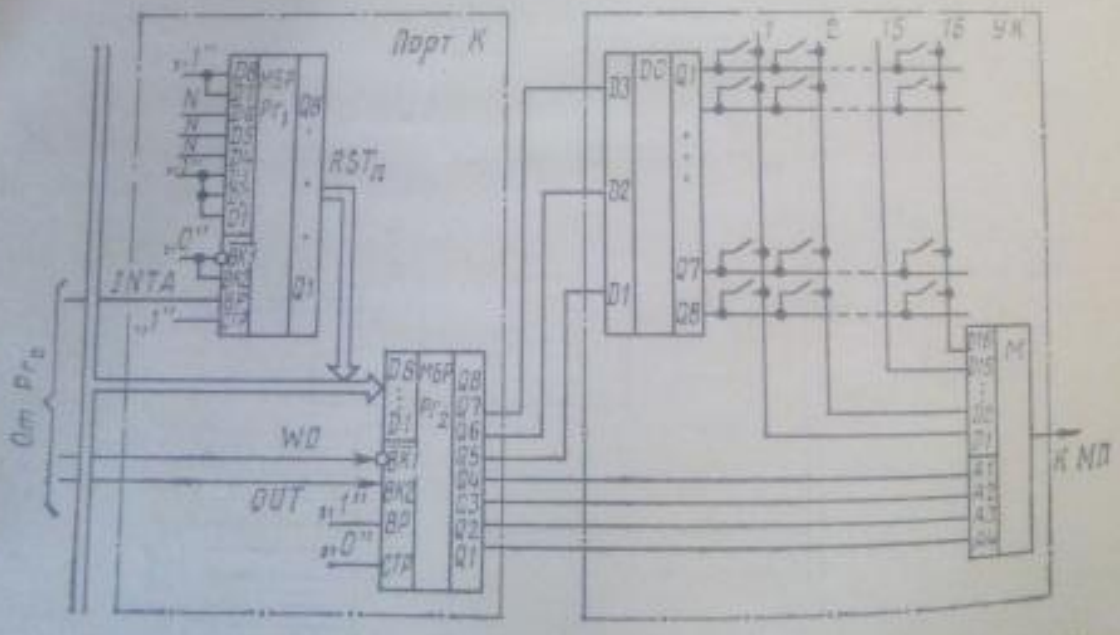


Рис. 6.8. Структурная схема интерфейса вывода и устройства клавиатуры

Схему порта K построим с помощью многорежимных буферных регистров (МБР) Pz_1 и Pz_2. Регистр Pz_2 используем для приема с шины данных кода клавиш, формируемого МП. Так как по условию используется одно устройство ввода — вывода, то для выбора порта K достаточно микроприказов WO, OUT, снимаемых с регистра состояний Pz_c.

На базе регистра Pz_1 строим схему формирования команды RST_u. Код команды 11AAA111 сформирован соответствующим соединением информационных входов регистра. Кодовые позиции AAA определяют адрес подпрограммы обработки прерывания. При совпадении кода, снимаемого с МП, с кодом нажатой клавиши мультиплексор формирует сигнал, поступающий на вход запроса прерывания МП ЗПР. В ответ на этот сигнал после выполнения очередной команды МП формирует сигнал подтверждения прерывания INTA, фиксируемый регистром состояний Pz_c. С регистра Pz_c сигнал INTA поступает на вход режима работы BP. При нулевом значении на строб-входе Pz_2 данные с информационных входов МБР записываются в регистр-защелку МБР, выходная буферная схема МБР находится в состоянии высокого сопротивления. При единичном сигнале на входе BP выходной буфер МБР подключает информационные выходы регистра к шине данных.

Пример 6.2. Определить максимальное время ввода знака в БЗУ при использовании программы ввода данных с клавиатуры при $N_{кл}=128$.

В соответствии с алгоритмом рис. 6.6 и программой табл. 6.1 время, необходимое на ввод знака, определяется как

$$t_{взн} = t_{под} + n_ц T_т \sum_{i=1}^{k} n_{тi} + t_{IDENT} + t_{DATEM},$$

где $t_{под}$ — время, затрачиваемое на подготовку программы, на выполнение операций MVIA и EI; $n_ц$ — число циклов, необходимых для отыскания нажатой клавиши; $T_т$ — период тактового генератора МП (для МП серии К580ИК80 $T_т=0{,}5$ мкс); $n_{тi}$ — число тактов, необходимое для выполнения i-й команды программы; k — число операций в цикле программы; t_{IDENT} — время, необходимое для идентификации группы, к которой относится нажатая клавиша по программе IDENT; t_{DATEM} — время непосредственного ввода информации в БЗУ по программе DATEM.

В соответствии с табл. 6.1 $t_{под}=11 \cdot 0{,}5=5{,}5$ мкс,

$$\sum_{i=1}^{5} n_{тi} = 36; \quad n_ц = 128; \quad n_ц T_т \sum_{i=1}^{5} n_{тi} = 128 \cdot 0{,}5 \cdot 36 = 2124 \text{ мкс}.$$

В подпрограмме IDENT циклы не образуются. Следовательно, t_{IDENT} включает время выполнения двух операций (CPI и INC), $t_{IDENT}=17 \cdot 0{,}5=8{,}5$ мкс.

В соответствии с табл. 6.1 на выполнение подпрограммы затрачивается время $t_{DATEM}=43 \cdot 0{,}5=21{,}5$ мкс.

Общее время $t_{взн}=2159{,}5$ мкс$\simeq$2 мс, что при периоде повторения подпрограммы опроса клавиатуры, равном 10—20 мс, составляет 10—20% загрузки МП.

Основной задачей, решаемой микропроцессором в полнографических дисплеях, является преобразование дисплейных файлов в последовательность координат точечных элементов отображения, в соответствии с которыми производится запись информации во вспомогательное БЗУ (ВБЗУ) (рис. 6.9). В качестве устройств вывода информации *МП*-системы служат три порта: A_x; A_y и C. В порты A_x и A_y заносятся координаты элементов отображения, которые затем подаются на координатные входы ВБЗУ через мультиплексоры M_x, M_y. Порт C служит для приема комбинации сигналов управления, а один из его выходов подключается к информационному входу ВБЗУ.

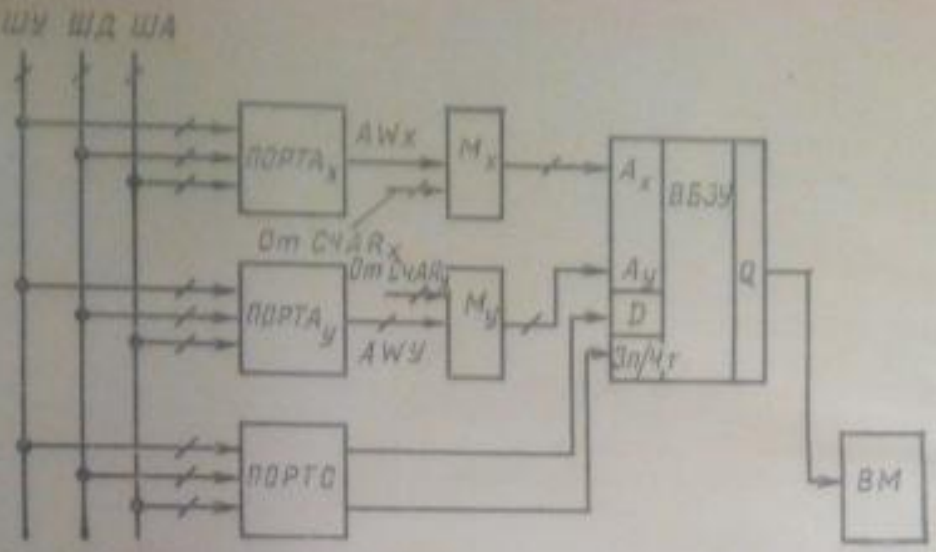


Рис. 6.9. Структурная схема интерфейса управления записью во вспомогательное буферное запоминающее устройство

Для простоты примем, что дисплейный файл представляет собой совокупность координат начала и конца отрезков прямых (векторов), аппроксимирующих контуры графической информационной модели. В § 2.5 показано формирование из файла вектора аппаратным методом с помощью цифрового дифференциального анализатора. Формирование вектора заключалось в интерполяции промежуточных точек по заданным координатам $x_н$ $y_н$ и $x_к$ $y_н$ в соответствии с алгоритмом рис. 2.11. На рис. 6.10 представлена блок-схема алгоритма программного построения вектора по принципу ЦДА. От источника информации ЭВМ дисплейный файл загружается в буферное запоминающее устройство БЗУ. Таким образом, совокупность координат начала и конца всех векторов ГИМ хранится в БЗУ. Затем по программе, записанной в ПЗУ, МП пересылает координаты $x_н$ $y_н$ в порт A_x и A_y, задавая координату начальной точки вектора. Одновременно эти координаты запоминаются в РОН МП. Рассмотрим случай, когда каждую координату элемента отображения можно задать одним байтом т. е. когда информационное поле имеет не более 256×256 ЭО. После вывода координат $x_н$ $y_н$ формируется командный байт, который заносится в порт C. В командном байте содержится сигнал подсвета ЭО, подаваемый на информационный вход D ВБЗУ и сигнал управления режимом Зп/Чт. Для опережения информационного сигнала относительно управляющего сигнала соответствующие командные байты можно сформировать последовательно или ввести схемную задержку. В РОНах МП запоминаются конечные значения координат $x_к$, $y_к$ и полученные после вычисления разности $x_к - x_н$ и $y_к - y_н$.

Используется следующее распределение РОН МП (см. рис. 6.2): B и C — хранение текущего и конечного значений координат x и $x_к$; D и E — хранение разностей $(x_к - x_н)$ и $(y_к - y_н)$; H, L — хранение адреса очередной ячейки памяти БЗУ.

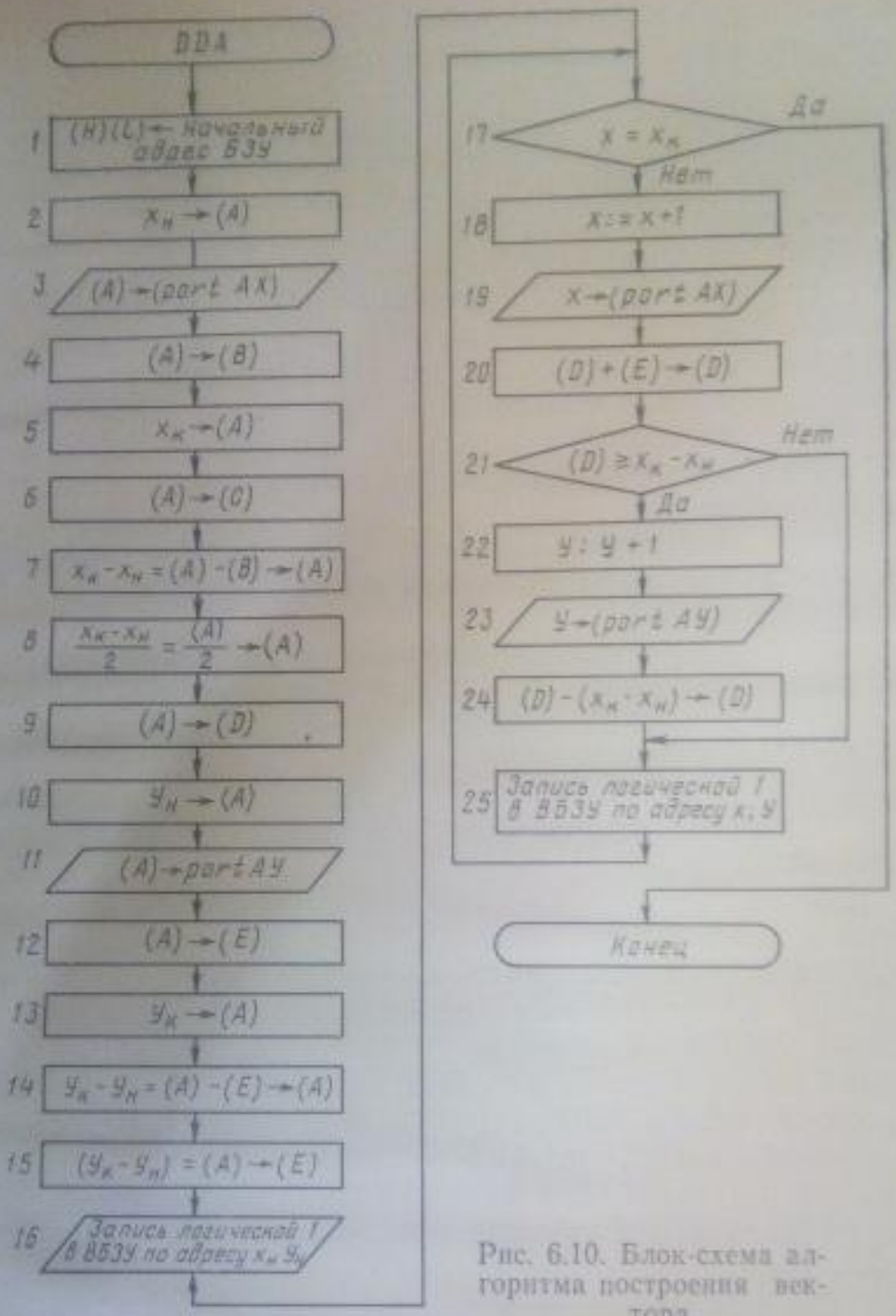


Рис. 6.10. Блок-схема алгоритма построения вектора

Так как для хранения текущего значения y не хватает емкости РОН, то соответствующие данные вводятся в МП из порта A_y.

Приведенные операции включают блоки 1—16 алгоритма и являются подготовительными. Интерполяция промежуточных точек вектора осуществляется блоками 17—25. После вычисления координат всех промежуточных точек вектора до выполнения условия $x = x_к$ заканчивается построение одного вектора, затем считывается очередной файл из БЗУ и строится следующий вектор.

§ 6.3. Микропроцессорные средства отображения информации на дискретных индикаторах

Микропроцессорные средства широко применяются в СОИ на дискретных индикаторах, которые в отличие от ТВ-дисплеев можно считать чисто цифровыми устройствами. Основные функции схем управления цифровыми, буквенно-цифровыми и даже графическими СОИ на дискретных индикаторах (перекодирование и адресация информации, ее регенерация на индикаторном поле, формирование маркера, редактирование и т. д.) могут быть выполнены на программном уровне. Однако вследствие ограниченного быстродействия микропроцессоров и стремления наиболее эффективно использовать их вычислительную мощность микропроцессорные СОИ на дискретных индикаторах обычно строят как программно-аппаратную систему.

Рассмотрим некоторые варианты таких СОИ с применением микропроцессоров К580ИК80 и ряда согласующихся с ним интерфейсных компонентов.

Схемы с однокоординатной адресацией предполагают наличие запоминающего устройства на каждый индикатор, так что подключение микропроцессорной системы необходимо только при смене информации.

В этом случае на МП-систему возлагается чтение данных из памяти и вывод их во внешние устройства (индикаторные модули).

При разработке системы можно использовать два способа обращения к внешним устройствам: а) с помощью слова состояния текущего машинного цикла микропроцессора; б) с разделением адресов между запоминающими устройствами и устройствами ввода — вывода. В первом способе (рис. 6.11) по сигналу СИНХР·Ф1 слово состояния с *ШД* записывается в многорежимный буферный регистр $МБР_1$ (при $ВК_1=0$, $ВК_2=1$, $ВР=1$ регистр $МБР_1$ принимает и передает информацию).

Адресация интерфейсной схемы вывода $И_{выв}$, к которой присоединен индикатор, производится по команде OUT. Эта двухбай-

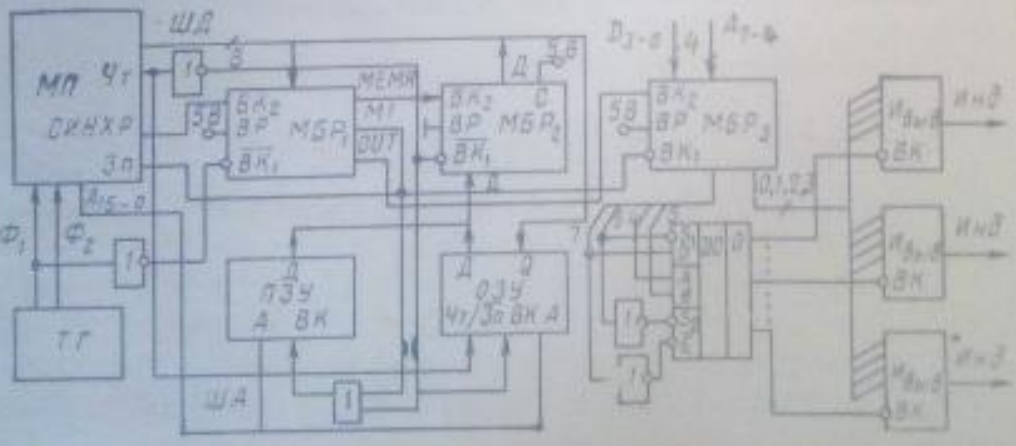


Рис. 6.11. Структурная схема микропроцессорного цифрового СОИ с однокоординатной адресацией и применением регистра состояний

товая команда состоит из трех машинных циклов: ВЫБОРКА КОМАНДЫ, ЧТЕНИЕ ИЗ ПАМЯТИ, ЗАПИСЬ В УСТРОЙСТВО ВВОДА — ВЫВОДА.

В первом машинном цикле сигнал MEMR на $ВК_2$ и $\overline{Чт}$ на $ВК_1$ $МБР_2$ и сигнал $МП$ на $ВК$ ПЗУ обеспечивают подключение ПЗУ к $ШД$ и прием команды микропроцессором.

Аналогичным образом во втором машинном цикле сигнал MEMR на $ВК_2$ и $\overline{Чт}$ на $ВК_1$ $МБР_2$ и сигнал MEMR на $ВК$ ПЗУ обеспечивают чтение $МП$ из ПЗУ второго байта команды, содержащего адрес схемы вывода.

В третьем машинном цикле второй байт команды выставляет $МП$ на $ША$ в виде двухбайтового слова с дублированными байтами. В примере адресуется восемь цифровых индикаторов, что позволяет ограничиться тремя битами адреса (четвертым — шестым), еще один бит (седьмой) используется для стробирования дешифратора DC. Сигналы OUT на $ВК_2$ и $Зп$ на $ВК_1$ включают $МБР_2$ и посредством дешифратора DC подается сигнал выборки на вход $ВК$ одного из $И_{ВВ2}$. Одновременно в третьем машинном цикле МП выставляет на $ШД$ четыре бита кода цифры (D_{3-0}), которые через $МБР_2$ записываются в $И_{ВВ2}$. В качестве $И_{ВВ2}$ можно использовать $ИМС$ К514ПР1, выполняющую функции регистра-защелки, знакогенератора и формирователя возбуждающих напряжений полупроводниковых индикаторов.

Если использовать разделение адресов между памятью и устройствами ввода — вывода, то СОИ с однокоординатной адресацией можно подключить прямо к шине данных. В этом случае для электрического согласования $ШД$ с $МП$ в систему включаются шинные формирователи $ШФ$ (рис. 6.12). Они содержат логические схемы, обеспечивающие выборку кристалла и передачу информации в одном из двух возможных направлений, однако основным их назначением является увеличение нагрузочной способности микропроцессора при подключении его к ТТЛ-схемам. Действительно, ИМС К580ИК80 изготовлены по n-МОП-технологии т. е. рассчитаны на малый ток, а интерфейсные схемы К514ПР1 — по биполярной технологии. Использованный в схеме рис. 6.12

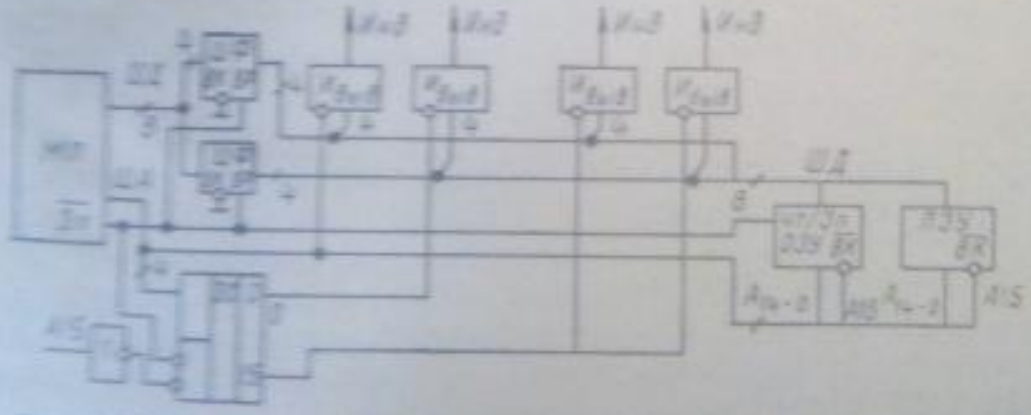


Рис. 6.12. Структурная схема микропроцессорного цифрового СОИ с однокоординатной адресацией и разделением адресов

шинный формирователь содержит два управляющих входа $ВК$ и $ВР$, при $ВР=0$ осуществляется вывод информации, при $ВР=1$ — ее ввод, при $ВК=0$ — выборка кристалла, при $ВК=1$ он переходит в высокоимпедансное состояние.

Шины выходов $ШФ$ присоединяются к двум группам интерфейсных схем индикаторов $И_{выв}$, что позволяет одновременно адресовать два индикатора $И$. Соответствующие коды цифр попарно хранятся в ячейках ОЗУ. Выбор адреса пары индикаторов осуществляется с помощью дешифратора DC, причем обращение к нему производится как к составной части памяти. Для идентификации выделен старший разряд шины адреса A_{15}, при $A_{15}=1$ выбирается дешифратор DC, при $A_{15}=0$ — ОЗУ или ПЗУ. Если необходимо передать информацию из ПЗУ или ОЗУ, то сигнал «1» на выходе $\overline{Зп}$ поступает на входы $ВР$ и переводит шинные формирователи в состояние ввода (если адресуется ОЗУ, то тем же сигналом осуществляется перевод его в режим чтения). В результате информация записывается в микропроцессор. Для включения ПЗУ достаточно при $A_{15}=0$ подать соответствующий адресный сигнал A_{14-0}.

Для записи информации в индикаторы на DC подается сигнал $\overline{A}_{15}=0$. Одновременно сигнал $\overline{Зп}$ стробирует дешифратор по другому входу, а также переводит шинные формирователи в режим вывода информации. Для адресации индикаторов отводятся четыре разряда адресной шины. Дешифратор выбирает одну из 16 индикаторных пар, т. е. два из 32 индикаторов.

Программа ввода массива чисел из ОЗУ в индикаторный модуль приведена в табл. 6.3.

Данная управляющая программа занимает 18 байт управляющей памяти (байтовых ячеек ПЗУ), ее выполнение требует 75 тактов, что при тактовой частоте 2 МГц соответствует времени 37,5 мкс. Если принять частоту обновления информации 2 Гц, то на управление индикатором МП-система затратит 0,1% полного времени.

Микропроцессорные средства позволяют сравнительно легко реализовать рассмотренные в гл. 5 динамические режимы управления буквенно-цифровыми индикаторами. При этом возможно построение гибкой МП-системы, которая путем изменения программ позволяет получить любой из режимов адресации — фазоимпульсный, с разверткой по сегментам или с выборкой по знакоместам.

Структурная схема такого гибкого устройства для управления газоразрядным монодисплеем ИГП-17 показана на рис. 6.13. Устройство содержит блоки катодных $КК$ и анодных $АК$ ключей, блок прерывания $БП$, три многорежимных буферных регистра $МБР_{252}$, $МБР_{253}$ и $МБР_{254}$ с дешифратором их выбора DC. Оно обеспечивает отображение чисел, хранимых в последовательных ячейках ОЗУ с начальным адресом ХУ 00(Н)*, и десятичной точ-

* (Н) означает запись числа в шестнадцатиричной системе счисления, (В) — в двоичной, запись в десятичной системе не отмечается.

Таблица 6.3

Метка команды	Мнемокод операции	Адрес или операнд	Комментарий	Число тактов/байтов
In	LXI H	NA	Загрузка начального адреса индикатора в регистровую пару	10/3
	LX IB	NB	Загрузка начального адреса ячейки массива ОЗУ в регистровую пару *BC*	10/3
	MVI D	16	Установка счетчика знаков	7/2
L1	LDAX B		Загрузка аккумулятора содержимым ячейки памяти с адресом *NB*, хранимым в регистровой паре *BC*	7/1
	MOV M, A		Пересылка данных из аккумулятора по адресу, хранимому в регистровой паре *H, L*	7/1
	INX H		Инкремент содержимого регистровой пары	5/1
	INX B		Инкремент содержимого регистровой пары *BC*	5/1
	DCR D		Декремент содержимого регистра *D*	5/1
	XRA A		Очистка аккумулятора	4/1
	MOV A, D		Пересылка содержимого регистра *D* в аккумулятор	5/1
	JNZ L_1		Переход, если не нуль. Если $Z=0$, то перейти к метке L_1, иначе переход к следующей команде	10/3

ки, положение которой задается ячейкой ОЗУ с адресом ХУ10(Н). Числа записаны в ОЗУ в двоично-десятичном коде. Вывод информации происходит по запросу прерывания RST7 [7(Н)=111(В)], частота поступления которого от *БП* равна тактовой частоте сканирования.

Рассмотрим случай фазоимпульсной индикации. Используя формулу (5.23а), получим $f_t=11\cdot50=550$ Гц (число тактов увеличено с 10 до 11, так как еще один такт необходим для отображения десятичной точки). При тактовой частоте микропроцессора 2МГц запрос прерывания может быть выработан путем ее деления в $2\cdot10^6/550=3600$ раз (*Сч* : 3600 на рис. 6.13).

Основная идея программы заключается в том, что при прерывании устанавливается код *N* очередной отображаемой цифры [эти коды хранятся в ячейках *ЗУ* с адресами начиная с ХУ11(Н), который сравнивается с кодами цифр, помещенных в ячейках ОЗУ

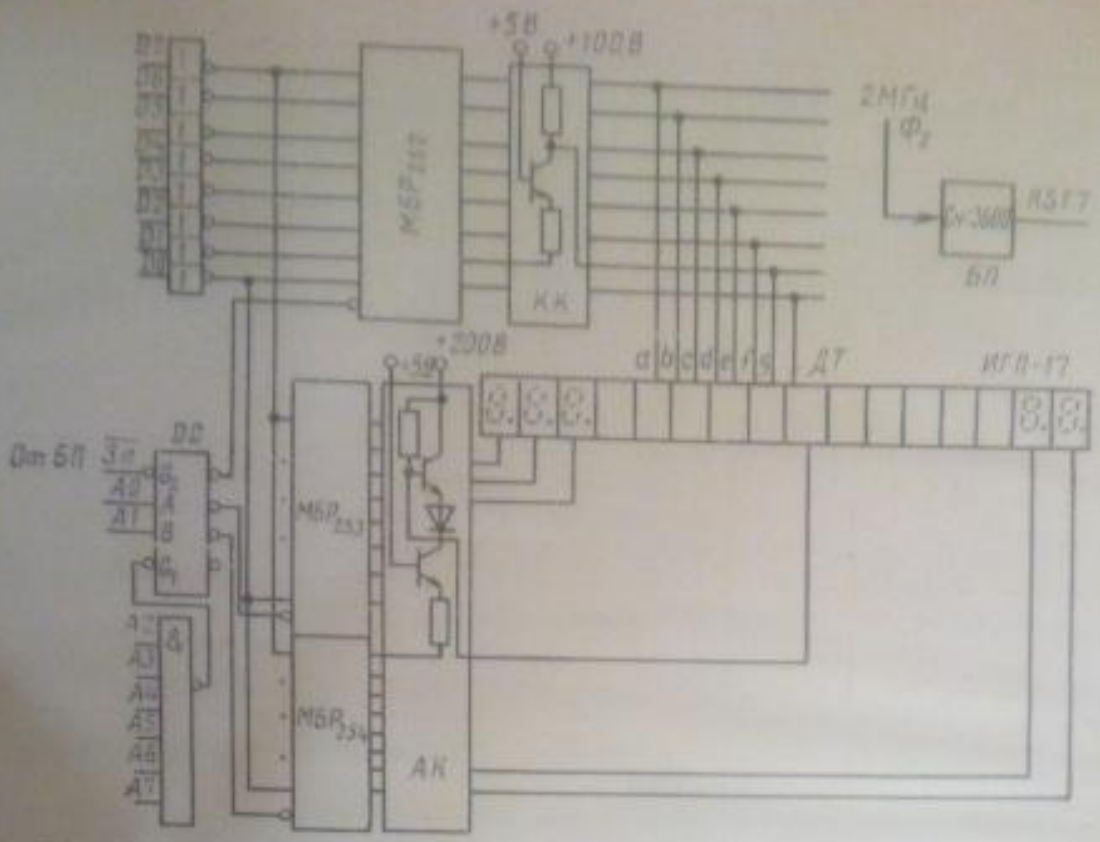


Рис. 6.13. Микропроцессорная система фазоимпульсной индикации

с начальным адресом XY00(H)]. При совпадении кодов записывается 1, при несовпадении — 0, так что в результате перебора 16 ячеек ОЗУ формируется 16-разрядный код включения знакомест в такте отображения данной цифры. Посредством 11 прерываний просматриваются цифры 0—9 (коды 0000, 0001—1101) и десятичная точка (код 1010).

Блок-схема алгоритма программы показана на рис. 6.14, *а*; программа приведена в табл. 6.4. По сигналу прерывания происходит переход к подпрограмме обслуживания фазоимпульсного управления PHASE, которая начинается с пересылки в стек содержимого аккумулятора и регистровых пар BC, DE, HL, необходимых для выполнения подпрограммы.

Регистр *B* используется для формирования кода включенного знакоместа, регистры D, E — как буферы этого кода, регистр C — для хранения кода отображаемой цифры, регистры *H*, *L* — в качестве указателя адресов цифр M в памяти ОЗУ. Производится начальная установка этих регистров и ввод отображаемой при данном прерывании цифры N в регистр *C*.

Затем проводится проверка $N=10$? и в случае совпадения — переход к метке DPO. При отсутствии совпадения указатель памяти (HL) загружается начальным адресом чисел *M* в ОЗУ. Производится проверка совпадения $M=N$? В случае совпадения выясняется, в какой половине индикатора находится эта цифра, в соответствии с чем содержимое регистра B записывается либо в регистр D, либо в регистр E.

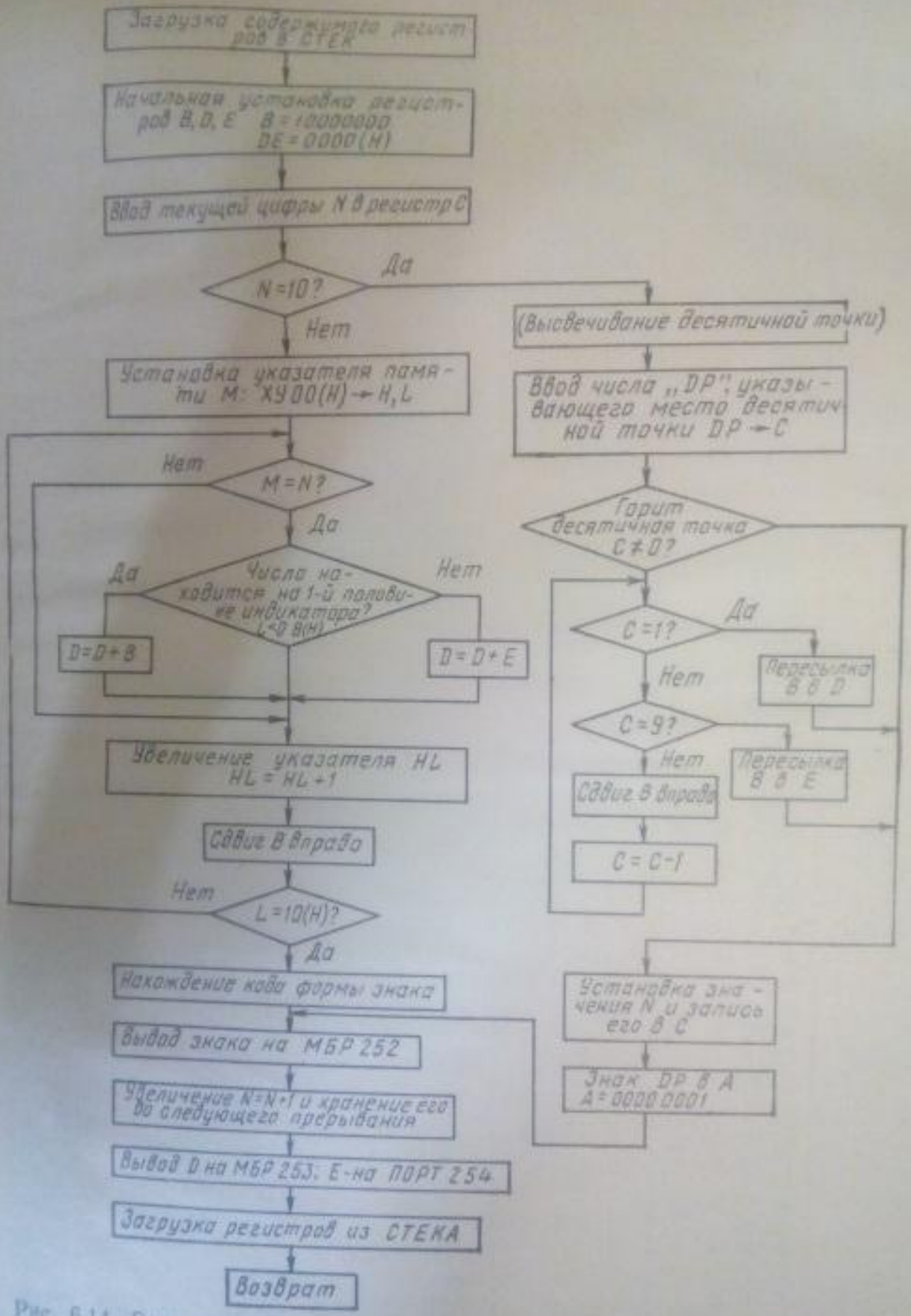


Рис. 6.14. Блок-схема алгоритма работы микропроцессорной системы фазоимпульсной индикации

Таблица 6.4

Метка команды	Мнемокод операции	Адрес/или операнд	Комментарий	Число тактов/байт
PHASE	PUSH PSW		Пересылка в стек содержимого аккумулятора и признаков	11/1
	PUSH B		Пересылка в стек содержимого регистровых пар	11/1
	PUSH D			11/1
	PUSH H			11/1
	LXI D	0000 (H)	Начальная установка регистров D, E	10/3
	MVI B	80 (H)	Начальная установка регистра B	7/2
	LDA	ХУ11 (H)	Ввод N в C	13/3
	MOV C A			5/1
	MVI A	ОА (Н)		7/2
	CMP C		N = 10?	4/1
	JZ	ГРО		10/3
	LXI H	ХУ00 (Н)	Установка указателя HL	10/3
LOOP4	MOV A M			7/2
	CMP C			4/1
	JNZ	LOOP1	M — N	10/3
.	MVI A	07 (H)	Определение положения адресуемого знакоместа в старшей или младшей половине индикатора	7/2
.	CMP L			4/1
.	JZ	LOOP2		10/3
	MOV A, B			5/1
	ADD D		(D) ← (Г) + (B)	4/1
	MOV D, A			5/1
	JMP	LOOP1		10/3
LOOP2	MOV A, B		(E) ← (E) + (B)	5/1
	ADD E			4/1
	MOV E, A			5/1
LOOP1	INR L		(L) ← (L) + 1	5/1
	MOV A, B			5/1
	RRC		Сдвиг B вправо	4/1
	MOV B, A			5/1
	MVI A	10 (H)	Проверка конца цикла	7/2
	CMP L			4/1
	JNZ	LOOP4		10/3
	LXI H	CHAR	Нахождение адреса кода формы отображаемой цифры путем прибавления к начальному адресу CHAR числа C	10/3
	MVI B	00 (H)		7/2
	DAD B			10/1
				7/2
	MOV A, M		Вывод кода формы знака в МБР 252	10/2
LOOP5	OUT	252		5/1
	MOV, A, C			
	INR A		N = N + 1 и хранение	5/1
	STA ХУ	ХУ11 (Н)		13/3
	MOV A, D		Вывод адресов на МБР 253	5/1
	OUT	253		10/2
	MOV A, E		Вывод адресов на МБР 254	5/1
	OUT	254		10/2
	POP H		Возвращение из стека содержимого аккумулятора, признаков и регистровых пар	10/1
	POP D			10/1
	POP B			10/1
	POP PSW			10/1
	EI		Возврат к основной программе	4/1
	RET			10/1
DPO	LDA	ХУ10 (Н)	Ввод местоположения десятичной точки	13/3
	MOV C, A			5/1

Продолжение табл. 6.4

Метка команды	Мнемокод команды	Адрес/или операнд	Комментарий	Число такт/байт
	MVI A	00 (H)		7/2
	CMP C		(C) = 0?	4/1
	JZ DP1			10/3
	MVI	01 (H)		7/2
	CMP C		(C) = 1?	5/1
	JZ	DP2		10/3
	MVI A			7/2
	CMP C		(C) = 9?	5/1
	JZ DP3			10/3
	MOV A, B		Сдвиг B вправо	5/1
	RRC			4/1
	MOV B, A			5/1
	DCR C		(C) ← (C) — 1	5/1
	JMP	DP4		10/3
DP2	MOV D, B		(D) ← (B)	5/1
	JMP	DP1		10/3
DP3	MOV E, B		(E) ← (B)	5/1
DP1	MVI C	FF (H)	N = FF (H)	7/2
	MVI A	80 (H)	Код формы десятичной точки в A	7/2
	JMP	LOOP5		10/3
CHAR		11111100	Код формы 0	
		01100000	Код формы 1	
		. . . . .		
		11110110	Код формы 9	

При несовпадении обеспечивается выбор из следующей ячейки ОЗУ (L=L+1) и сдвиг 1 в регистре *B* вправо. После конца цикла (проверка L=10(H)?) находится код формы знака. Этот код может быть записан в ПЗУ, что позволяет отказаться от специального блока ЗГ и обеспечивает определенную гибкость формата знаков. Код формы выводится в МБР с условным номером 252.

Система подготавливается к следующему прерыванию N=N+1, производится вывод содержимого регистров *D*, *E* соответственно на $МБР_{253}$ и $МБР_{254}$, загрузка регистров BC, DE, HL из стека и возврат к основной программе.

Аналогичным образом организована часть подпрограммы, связанная с нахождением местоположения десятичной точки. Программа занимает 123 байт ПЗУ, время ее выполнения меняется в зависимости от отображаемого числа и в среднем составляет 650 мкс, что соответствует приблизительно 30%-ной (650/1800) загрузке МП.

Литература

1. Балашов Е. П., Пузанков Д. В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. — М.: Радио и связь, 1981.
2. Берг А., Дин П. Светодиоды. — М.: Мир, 1979.
3. Борисов В. С., Васенков А. А., Малашевич Б. М., Микропроцессорные комплекты интегральных схем: Состав и структура (справочник). — М.: Радио и связь, 1982.
4. Говоров В. С. Отображение машинных решений на экранах ЭЛТ. — М.: Советское радио, 1975.
5. Гуглин И. Н. Электронный синтез телевизионных изображений — М.: Советское радио, 1979.
6. Гуглин И. Н. Телевизионные игровые автоматы и тренажеры. — М: Радио и связь, 1982.
7. Диалоговые устройства отображения информации на электронно-лучевых трубках/Под ред. М. К. Сулима. — М.: Статистика, 1977.
8. Дисплей/Под ред. Ж. Панкова — М.: Мир, 1982.
9. Друзин Я. Я., Коганер С. Э. Телевизионные системы отображения информации. — Л.: Энергия, 1975.
10. Згурский В. С., Лисицын Б. Л. Элементы индикации (справочник) М.: Энергия, 1980.
11. Каган Б. М., Сташин В. В. Микропроцессоры в цифровых системах. — М.: Энергия, 1979.
12. Костюк В. И., Ходаков В. Е. Системы отображения информации и инженерная психология. — Киев: Вища школа, 1977.
13. Литвак И. И., Ломов Б. Ф., Соловейчик И. С. Основы построения аппаратуры отображения в автоматизированных системах. — М.: Советское радио, 1975.
14. Лямичев И. Я. Устройства отображения информации с плоскими экранами. — М.: Радио и связь, 1983.
15. Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. — М.: Советское радио, 1977.
16. Ньюмен У., Спрул Р. Основы интерактивной машинной графики. — М.: Мир, 1976.
17. Полупроводниковые запоминающие устройства/Под ред. А. Ю. Гордонова. — М.: Радио и связь, 1981.
18. Смоляров А. М. Системы отображения информации и инженерная психология. — М.: Высшая школа, 1982.
19. Соловейчик И. Е. Дисплеи в системах с ЭВМ. — М.: Советское радио, 1979.
20. Телевизионные методы и устройства отображения информации/Под ред. М. И. Кривошеева. — М.: Советское радио, 1975.
21. Шерр С. Электронные дисплеи. — М.: Мир, 1982.
22. Яблонский Ф. М. Газоразрядные приборы для отображения информации. — М.: Энергия, 1979.
23. Яблонский Ф. М. Системы отображения информации. — М.: Знание, 1983.

Список условных обозначений

А — аккумулятор
АЛУ — арифметическое логическое устройство
БЗУ — буферное запоминающее устройство
БИС — большая интегральная схема
БР — буферный регистр
ВБЗУ — вспомогательное буферное запоминающее устройство
ГВ — генератор векторов
ГИМ — графическая информационная модель
ГИП — газоразрядная индикаторная панель
ГЭ — графический элемент
ЖК — жидкокристаллический
ЗГ — знакогенератор
ЗУ — запоминающее устройство
ИИ — источник информации
ИМ — информационная модель
ИП — информационное поле
ИМС — интегральная микросхема
МДГДМ — металл — диэлектрик — газ — диэлектрик — металл
МБР — многорежимный буферный регистр
МП — микропроцессор
НК — накопитель
ОЗУ — оперативное запоминающее устройство
ПДП — прямой доступ в память
ПКИМ — преобразователь кода информационной модели
ПЗУ — постоянное запоминающее устройство
ППЗУ — программируемое постоянное запоминающее устройство
ПЛМ — программируемая логическая матрица
СК — счетчик команд
СОИ — средства отображения информации
ТВ — телевидение, телевизионный
ТГ — тактовый генератор
УИ — устройство интерфейса
ЦАП — цифроаналоговый преобразователь
ШФ — шинный формирователь
ШД — шина данных
ШУ — шина управления
ША — шина адреса
ЭИМ — элемент информационной модели
ЭЛТ — электронно-лучевая трубка
ЭВМ — электронная вычислительная машина
ЭО — элемент отображения

Предметный указатель

Адресация
— двухкоординатная 124
— динамическая 122
— матричная 124
— многоуровневая 122
— однокоординатная 123
— со сканированием 122
— статическая 121
Алфавит 19
Анализатор
— цифровой дифференциальный 37
Аппроксимация
— графической информационной модели 31
— знаков 39, 43

Видеоусилители 27
Газоразрядные индикаторные панели
— переменного тока 108
— постоянного тока 103
— с самосканированием 106

Генераторы
— векторов 36
— поддерживающего напряжения 169
Графема 31

Деградация излучения 93
Дискретный индикатор 83

Емкость информационная 46

Жидкие кристаллы
— нематические 114
— смектические 113
— холестерические 114

Запоминание
Запоминающее устройство
— буферное 17, 45
— вспомогательное буферное 51
— постоянное 54
Знакогенератор 18, 29, 54
Знакоместо 7

Индикатор
— активный 85
— буквенно-цифровой 83
— вакуумный люминесцентный 94
— газоразрядный 98
— жидкокристаллический 112
— знакомоделирующий 83
— знакосинтезирующий 83
— матричный 83
— мозаичный 83
— накальный 96
— полупроводниковый 85
— сегментный 90
— экранный 83
— электролюминесцентный 92
— шкальный 83

Интерфейс 17, 172
Исправление ошибок 59

Контраст 13
Контрастность 13
Кажущаяся яркость 15
Клавиатура 78, 179
Коэффициент
— обратного хода развертки 23
— использования информационного поля 35
Кодирование 6
Компаратор 69

Люминофор 102

Маркер 67
Матрица 124
Машинный цикл 172
Микропроцессорные средства отображения информации 170
Модель
— буквенно-цифровая 7
— графическая 7, 31
— информационная 6
Модуляция яркости
— амплитудная 133
— широтно-импульсная 133
Мультиплексирование 137

Поле
— зрения 15
— информационное 20
Подсветка 119
Полиграмма 22, 39
Поляризаторы 116
Полоса пропускания 2(
Порог

— чувствительности 14
— контрастности 14
Преобразователь кодов 18

Развертка
— построчная 126
— поэлементная 126
— прогрессивная 24
— черезстрочная 23
— функциональная 126
Размер знакоместа 24
— информационного поля 24
Рамочный разряд 105, 112
Растр
— полиграммный 22
— телевизионный 22
Регенерация
— изображения 104
— динамического запоминающего устройства 52
Редактирование 179

Световая эффективность 86
Синхронизация 72
Системы отображения информации 18
Способ
— знакомоделирующий 7
— знакогенерирующий 7
— знакосинтезирующий 7
Средства отображения информации
— буквенно-цифровые 134, 155, 157
— знакографические 159
— цифровые 134, 141

Твист-нематический жидкокристаллический индикатор 116

Устройство
— адресации 18, 66
— синхронизации 18, 72
— управления 18

Формат
— информационного поля 15, 162
— знакоместа 14, 16

Частота
— кадровая 22
— строчная 23
— мелькания критическая 15

Экраны
— коллективного пользования 164
Элемент
— отображения 8, 9, 83
— информационной модели 9
Эффект
— гость—хозяин 117
— динамического рассеяния 116
— твист 116

Оглавление

Предисловие 3
Введение 4

Глава 1. **Основные принципы формирования и восприятия информационных моделей** 6
§ 1.1. Информационная модель и формирование ее элементов . . 6
§ 1.2. Основные фотометрические параметры 11
§ 1.3. Психофизиологические особенности восприятия зрительной информации оператором 13
§ 1.4. Структура и основные технические параметры средств отображения информации 16

Глава 2. **Средства отображения информации с электронно-лучевыми индикаторами** 21
§ 2.1. Классификация и основные определения 21
§ 2.2. Принципы формирования знаков в СОИ телевизионного типа 24
§ 2.3. Функциональная схема буквенно-цифровых СОИ телевизионного типа 27
§ 2.4. Графические СОИ телевизионного типа 31
§ 2.5. СОИ полиграммно-растрового типа 39
§ 2.6. СОИ с функциональным способом формирования знаков . . 43

Глава 3. **Особенности построения цифровых узлов средств отображения информации** 45
§ 3.1. Буферные запоминающие устройства буквенно-цифровых СОИ 45
§ 3.2. Вспомогательное буферное запоминающее устройство телевизионных графических СОИ 51
§ 3.3. Кодирование информации о графике знаков в постоянных запоминающих устройствах знакогенераторов телевизионных СОИ 54
§ 3.4. Построение знакогенераторов телевизионных СОИ с использованием комбинационных логических схем 63
§ 3.5. Устройство адресации буквенно-цифровых телевизионных СОИ 66
§ 3.6. Устройство синхронизации телевизионных СОИ 72
§ 3.7. Устройство ручного ввода знаковой информации 78

Глава 4. **Дискретные индикаторы** 83
§ 4.1. Классификация и определения 83
§ 4.2. Полупроводниковые индикаторы 85
§ 4.3. Электролюминесцентные индикаторы 92
§ 4.4. Вакуумные люминесцентные индикаторы 94
§ 4.5. Накаливаемые вакуумные индикаторы 96
§ 4.6. Газоразрядные индикаторы 98
§ 4.7. Жидкокристаллические индикаторы 112

Глава 5. **Средства отображения информации на дискретных индикаторах** 121
§ 5.1. Системы адресации 121
§ 5.2. Малоразрядные цифровые и буквенно-цифровые средства отображения информации 134
§ 5.3. Средства отображения знакографической информации на матричных экранах 159

Глава 6. **Микропроцессорные системы отображения информации** . . 170
§ 6.1. Общие принципы построения 170
§ 6.2. Телевизионные средства отображения информации с микропроцессорной системой управления 178
§ 6.3. Микропроцессорные средства отображения информации на дискретных индикаторах 188

Литература 196
Список условных обозначений 197
Предметный указатель 198